radioelektronik

7-8'83

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

Cd. na str. III okładki

re Radioelektronik

LIPIEC–SIERPIEŃ 1983 ● ROCZNIK XXXIV (50–51)

7·8 '83

WYDAWNICTWO



SIGMA

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA
CZASOPISMA I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

00-950 Warszawa skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Zdzisław Tkaczyk, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował Witold Rębkowski
Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów

WARUNKI PRENUMERATY
Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miastach wojewódzkich i pozostałych miastach, w których znajdują się siedziby oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" zamawiają prenumeratę w tych oddziałach. Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miejscowościach, gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" i na terenach wiejskich, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.
Osoby fizyczne – indywidualne zamieszkałe na wsi i w miejscowościach gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.
Osoby fizyczne zamieszkałe w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych nadawczo-oddawczych, właściwych dla miejsca zamieszkania prenumeratora. Wpłaty dokonują na r-k bankowy: Centrali Kolporażu i Wydawnictw ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, NBP XV Oddział Warszawa, nr 1153-201045-139-11.
Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto j.w. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
Terminy przyjmowania prenumeraty
Od prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", do 31 sierpnia 1983 r. na IV kwartał roku bieżącego.
Od instytucji, zakładów pracy i prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych na wsi i w małych miasteczkach do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 1921 / CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 6, 5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 80. Numer zamknięto 14.VI.1983 r. M-72

■ **W Warszawskich Zakładach Telewizyjnych** jest przygotowywana nowa rodzina odbiorników telewizji kolorowej o nazwie „Helios". Pierwszy ukaże się na rynku OTVC Helios TC 500. Zastosowano w nim wiele nowych rozwiązań konstrukcyjnych, zapewniających dobrą jakość odbioru, większą niezawodność i mniejszy pobór energii. Będzie on oparty na nowoczesnym kineskopie PIL-S4 produkcji Polkoloru z cewkami semitoroidalnymi, nie wymagający układów korekcji N-S i odznaczający się lepszą luminancją i kontrastem niż kineskop stosowany w OTVC Jowisz. Dzięki temu oraz dzięki zmniejszeniu liczby użytych elementów, pobór mocy zmniejszy się do 110 W.

■ **Zakłady Radiowe Unitra-Eltra**, które wyprodukowały w 1982 r. około 370 tys. odbiorników i 150 tys. radiomagnetofonów, zamierzają w tym roku utrzymać taki sam poziom produkcji sprzętu. Wprawdzie łączna wartość sprzedaży, liczona w cenach porównywalnych, ma być w 1983 r. większa o 12% niż w 1982 r., jednakże wzrost ten wynika przede wszystkim z powiększenia produkcji podzespołów. Eltra jest głównym dostawcą elementów stykowych, w tym jedynym przełączników „Isostat" i złącz „Canon" dla przemysłu elektronicznego.

■ **Znany zachodnioniemiecki wydawca słowników**, Langenscheidt, wydał słownik elektroniczny pod nazwą Alpha 8, stanowiący kombinacje kieszonkowego kalkulatora i pamięci elektronicznej zawierającej odpowiednie informacje. „Alpha 8" zawiera 8 tys. odpowiadających sobie słówek angielskich i niemieckich, podaje rodzaj oraz formy nieregularne i inne dane słownikowe. Do utworzenia pojedynczej litery w wyświetlaczu użyto matrycy 5x7 punktów. Do wywołania szukanego słowa użytkownik stosuje kombinację przyciskania dwóch klawiszy do czasu pojawienia się dwóch pierwszych liter tego słowa. Następnie pojawiają się kolejno, aż do zatrzymania, wszystkie słowa zaczynające się od tych liter. Masa słownika 70 g. Zasilanie za pomocą ogniw z tlenku srebra pozwala na jego użytkowanie w ciągu 1400 h.

■ **Usprawnienia w budowie kineskopu** są prowadzone we wszystkich liczących się firmach mimo jednoczesnego poszukiwania zupełnie nowej koncepcji ekranu płaskiego. Firmy Videocolor i RCA opracowały nową rodzinę kineskopów PIL-S6 (w RCA nazwana Coty 29), która wyróżnia się lepszą ostrością plamki, szczególnie w rogach ekranu, co jest wymagane w związku z coraz szerszym rozpowszechnieniem teletekstu i używania telewizora jako monitora domowego.
Jesienią 1983 r. ukażą się na rynku kineskopy nowego typu o przekątnej ekranu 67, 56 i 51 cm. W Europie, w nowym systemie kineskopów DB/XL, osiągnięto lepszą rozdzielczość przez zmniejszenie przekroju strumienia elektronów przy ekranie dzięki skróceniu odległości między strumieniami, bez utraty ich zbieżności. System ten umożliwia obniżenie napięcia przyspieszającego do 22 kV w dużych lampach i do 20 kV w mniejszych. Nowy rodzaj cewek odchylających siodło-wo-toroidalnych, zaprojektowany ze wspomaganiem komputerowym, odznacza się wysoką precyzją nawinięcia.
Osiągnięto lepszą wydajność świetlną fosforu. Po raz pierwszy zastosowano w tym celu w Europie czarne paski między materiałem fosforyzującym (Black Matrix). Również w Japonii, w firmach Toshiba i Hitachi, prowadzi się prace nad kineskopami o bardzo dużej rozdzielczości, ze szczególnym uwzględnieniem rogów ekranu i o niemal całkowicie płaskiej powierzchni obrazu. Natomiast w nowej serii kineskopów firmy Hitachi o nazwie S/T-III (odchylanie 90°, średnica szyjki 22,5 mm, przekątna ekranu 14, 16 i 20 cali) skoncentrowano się przede wszystkim na małym poborze energii. Zmniejszono także moc żarzenia do 2 W.

■ **Przy obecnym tempie innowacyjności** firma Siemens wymienia gruntownie 50% swoich produktów w ciągu 5 lat – oświadczył dyrektor ośrodka badawczego tej firmy prof. J.H. Beckurts. W badaniach i rozwoju Siemens zatrudnia 30 tys. ludzi, wydając rocznie 3 mld DM, z czego tylko 5% stanowią dotacje państwa. Tylko General Electric i IBM wydaje więcej na ten cel, a mianowicie po 4 mld DM. Znana z innowacyjności firma japońska Matsushita, która pod tym względem znajduje się na 6 miejscu, określa swe wydatki w tym zakresie na 1,2 mld DM. W Japonii problematyka badawcza koncentruje się przede wszystkim na zagadnieniach praktycznych. W firmach europejskich i amerykańskich uważa się za dobry rezultat, jeśli około 10% własnych prac badawczych kończy się podjęciem produkcji wyrobów o szczególnym „wzięciu" na rynku.

■ **W sprzedaży ukazało się po raz pierwszy** urządzenie stanowiące kombinację telewizora i magnetowidu o nazwie „Telewideo 2322, wyprodukowane przez firmę Blaupunkt. Mimo, iż obydwa urządzenia wkomponowane zostały w całość do wnętrza, cena Telewideo jest niższa od sumy cen obu urządzeń. Superpłaski gramowid o wysokości 11,5 cm, ładowany od przodu, jest oparty na systemie UHS i został zamówiony w firmie Matsushita. Całość jest obsługiwana za pomocą pulpitu zdalnego sterowania, przy czym szereg przycisków używa się do regulacji obu urządzeń po uprzednim ustawieniu przełącznika w odpowiednie położenie.

■ **W laboratorium firmy Philips** w Hamburgu opracowano telefon sterowany głosem. W przyszłym roku mają być przeprowadzone próby systemowe współpracy aparatu z siecią. Telefon rozpoznaje za pomocą mikrokomputera 20 rozkazów i cyfr. Na razie prototyp myli się przy rozpoznawaniu 5% słów. Prawidłowe rozpoznanie słowa urządzenie kwituje sygnałem akustycznym, co pozwala dopiero na przekazanie następnego słowa. Obecnie na rozpoznanie jednego słowa konieczne jest zarezerwowanie w pamięci, pojemności równej 100 bajtów.

■ **Roboty zaczynają wkraczać do prywatnych mieszkań.** Firma Heath Zenith wypuściła na rynek „Robota dla każdego" pod nazwą Hero I w postaci „kitu", czyli zestawu do samodzielnego zmontowania. Głównym celem użytkowania tej drogiej zabawki, kosztującej ponad 2,5 tys. dol., jest zapoznanie nabywcy z techniką mikroprocesorową i nauczenie go obchodzenia się z robotami.
„Mózgiem" Hero I jest mikrokomputer, jego zmysłami są czujniki, funkcję mięśni odgrywają silniki, zaś pożywienie czerpie on z baterii elektrycznych. Hero I mierzy pół metra wysokości, porusza się na rolkach, rozpoznaje dźwięk i światło, potrafi mierzyć odległość i dzięki temu unikać przeszkód. Może kręcić głową i poruszać ramieniem, a za pomocą chwytaka kończącego ramię podnosić i przenosić przedmioty. Do porozumiewania się używa mowy syntetycznej. Producent nie podaje, do czego Hero I może służyć; tę sprawę pozostawia inwencji i fantazji nabywcy. Niemniej przewidziano specjalne kursy oraz materiały samokształceniowe ułatwiające zdobycie wiedzy o robotach i robotyce. W krajach wysoko uprzemysłowionych przygotowuje się różnymi sposobami społeczeństwo do korzystania z techniki mikroprocesorowej.

■ **W Ośrodku badawczym firmy Matsushita**, który zatrudnia na stanowiskach badawczych 1500 inżynierów, opatentowano do 1981 r. 50 tys. wynalazków, tj. trzy razy więcej niż do 1977 roku. Obejmu-

ją one bardzo różnorodne pomysły, jak np. maszyna do komponowania utworów muzycznych. Składa się ona z klawiatury, komputera i drukarki. Klawiatura służy do odegrania melodii, która zrodziła się w umyśle kompozytora, komputer przeprowadza analizę dźwięków i taktów, a drukarka dostarcza natychmiast gotowe nuty. Około 20% patentów Matsushita zgłasza w zagranicznych urzędach patentowych.

■ **Czechosłowacja i NRD** będą produkować kineskopy kolorowe na licencji japońskiej firmy Toshiba. W pobliżu Berlina powstają duże zakłady, których produkcja roczna wyniesie 500 tys. sztuk, co odpowiada mniej więcej zapotrzebowaniu NRD. Rozpoczęcie produkcji przewidziano na 1984 r. Podzespoły dla kineskopów, takie jak: działa elektronowe, maski i układy odchylające, będą produkowane w Berlinie, w fabryce, która dotychczas wytwarzała kineskopy do telewizorów czarno-białych. Natomiast balony szklane mają być dostarczane z huty Oberlansitz. W Czechosłowacji rozpoczęto już produkcję pierwszych kineskopów kolorowych, a mianowicie z odchylaniem 110°, o przekątnej ekranu 67 cm, odpowiadające powszechnie znanemu typowi A-67-701X.

■ **Na Węgrzech rozpoczęto próbną emisję teletekstu.** Jak podaje węgierska agencja informacyjna 30 listopada 1982 r. rozpoczęto nadawanie programu telegazety odbieranego eksperymentalnie przez 200 telewizorów domowych, w których zainstalowano dekoder. Gazeta telewizyjna zawiera krótkie wiadomości krajowe i zagraniczne, kursy walut, prognozę i informację o pogodzie, informacje gospodarcze, programy imprez oraz krzyżówki.

■ **W wyniku poniesionej w 1945 r.** przez Niemcy hitlerowskie klęski pracują obecnie na terenie obu państw niemieckich niezależne wzajemnie sieci telewizyjne, zarówno emitujące program dla stałych mieszkańców, jak również dla stacjonujących tam wojsk alianckich. W efekcie na obszarach tych mamy do czynienia z wszystkimi praktycznie normami i standardami, według których tworzone są sygnały telewizyjne, jak to przedstawiono niżej w tablicy.

	Norma	Standard	Języki
Telewizja Armii Czerwonej	B/G	SECAM	ros.
Telewizja Armii Czerwonej	D/K	SECAM	ros.
TV American Forces Television Network	M	NTSC	ang.
TV Canadian Forces Network Television	M	NTSC	ang.
TV Canadian Forces Network Television	M	NTSC	franc.
British Forces Broadcasting Service	I	PAL	ang.
Forces Francaises du Berlin	L	SECAM	franc.
Belgijskie siły zbrojne	B/G	PAL	franc.
Belgijskie siły zbrojne	B/G	PAL	flam.
Telewizja NRD	B/G	SECAM	niem.
Telewizja RFN	B/G	PAL	niem.

■ **W wydanej z inicjatywy „Klubu Rzymskiego"** książce pt. „Microelectronics and Society" pod redakcją niemieckiego przemysłowca Güntera Fiedricksa i polskiego socjologa Adama Schaffa przytoczono następujące liczby charakteryzujące roczne tempo rozwoju (w procentach) poszczególnych gałęzi elektroniki.

Komputery	
– jednostki centralne	8
– jednostki pamięciowe	12
– urządzenia	18
Kopiarki biurowe	25
Procesory mowy	30
Inny sprzęt biurowy	15
Urządzenia łączności	
– telekomunikacyjne	25
– radiowe i telewizyjne	14
– do transmisji danych	11
Urządzenia do sterowania procesami technologicznymi	18
Przyrządy pomiarowe i kontrolne	14
Elektronika samochodowa	22
Elektromedycyna	15
Inne urządzenia kontrolne	17
Radio i elektroakustyka	4
Zastosowanie w gospodarstwie domowym	6
Urządzenia osobistego użytku	8
Gramowidy	9
Gry elektroniczne	14
Sprzęt telewizyjny	6
Urządzenia wojskowe	28

Książka zajmuje się głównie konsekwencjami eksplozji zastosowań mikroprocesorów. Przedstawiono spekulatywną prognozę dotyczącą radykalnego skracania czasu pracy zarobkowej w wyniku automatyzacji przemysłu przez masowe zastosowanie robotów przemysłowych, co ma nastąpić w ciągu 30–40 lat w krajach wysokouprzemysłowionych. Zwrócono uwagę na powstający drastyczny problem braku motywacji dla zajęć niezarobkowych, stanowiący duże niebezpieczeństwo dla rozwoju społecznego. Dotyczy to szczególnie młodzieży dysponującej dużą ilością wolnego czasu.

■ **Japonia** jest krajem o największym stopniu automatyzacji produkcji i nie zamierza również w przyszłości ustąpić pierwszego miejsca innemu państwu. Dla przykładu: firma Sanyo, w której na początku 1983 r. było czynnych 1067 robotów przemysłowych, zamierza do 1985 r. zainstalować przy montażu sprzętu wizyjnego 700 nowych urządzeń tego typu. Nakłady inwestycyjne na to przedsięwzięcie mają wynieść 15 mln. dol. W efekcie tej inwestycji przedsiębiorstwo zamierza zwiększyć swoją produkcję o 12% nie powiększając załogi, której liczba pozostanie na poziomie 10 000 zatrudnionych.

■ **W RFN opracowano** nowe urządzenie do przesyłania dokumentów za pośrednictwem sieci telefonicznej o nazwie Tenofax 30. Czas przesłania jednej strony formatu A4 wynosi – w zależności od żądanej rozdzielczości – od 20 s do 2 min. Urządzenie kopiujące wybiera automatycznie jedną z dwóch możliwości kodowania informacji w ten sposób, aby czas przesyłania dokumentu był jak najkrótszy i tym samym najniższe koszty przesyłania. Przy kodowaniu jednowymiarowym przesyłane są tylko wówczas informacje o kolejnym elemencie danego wiersza, gdy zmienia się jego charakter w stosunku do poprzedniego elementu. Przy kodowaniu dwuwymiarowym natomiast porównuje się zawartość informacyjną danego wiersza z poprzednim (linii w obrazie) i przesyła tylko różnicę między nimi. Kodowanie dwuwymiarowe umożliwia skrócenie czasu przesyłania dokumentów o przeciętnej złożoności o 30%...50%.

Na Węgrzech wprowadzono od 1 stycznia 1983 r. podatek od zakupu „czystych" kaset magnetofonowych na rzecz związków twórczych. Tym samym Węgry stały się trzecim, po Austrii i Szwecji krajem, w którym pobiera się tego rodzaju opłaty. W RFN, za czasów rządu Schmidta, przedstawiono podobny projekt pod obrady Bundesratu, jednak w związku ze zmianą ekipy rządzącej debata na ten temat nie została wznowiona. Zaproponowane opłaty: 10 fenigów przy zakupie kasety magnetofonowej i 40 fenigów przy kupnie kasety magnetowidowej, zostały przez komisję parlamentarną uznane wstępnie za zbyt wysokie. Natomiast w USA dyskusje między zwolennikami i przeciwnikami uregulowania tej sprawy na drodze prawnej przybrały wprawdzie na ostrości, ale dotąd problem nie znalazł się w Kongresie. Przewiduje się, że projekt w tej sprawie może być zgłoszony jeszcze w br.

■ **Według statystyki** ogłoszonej przez amerykańską firmę telefoniczną ATT, największą liczbą telefonów w 1981 r. – 191,6 mln dysponowały USA. Drugie miejsce zajmowała Japonia z liczbą 58 mln, trzecie zaś RFN – 28,6 mln. Na kolejnych miejscach uplasowały się następujące kraje: W. Brytania – 27,8 mln, Francja – 24,7 mln, ZSRR – 23,7 mln, Włochy – 19,3 mln, Kanada – 16,2 mln i Hiszpania – 11,8 mln. W Polsce wg danych Ministerstwa Łączności w dn. 31.XII.1982 r. było łącznie zainstalowanych 3 647 638 aparatów.

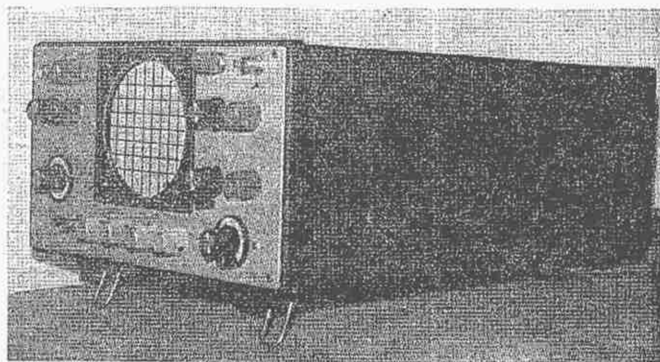
Cd. na str. 48

Półprzewodnikowy oscyloskop

ANDRZEJ STEFAŃSKI – SP5OV

Oscyloskop jest podstawowym przyrządem pomiarowym elektroniki. Bez jego pomocy konstruowanie, uruchamianie, czy też naprawa urządzeń elektronicznych są bardzo utrudnione, a często wręcz niemożliwe. Opracowany i opisany przez autora oscyloskop mimo dużej prostoty ma niezłe parametry, na ogół wystarczające w praktyce amatorskiej. Przy konstruowaniu oscyloskopu położono nacisk na zastosowanie elementów krajowych, łatwych do nabycia.

Wygląd zewnętrzny oscyloskopu przedstawiono na rysunku 1. Pewnych kłopotów może przysporzyć zakup lampy oscyloskopowej, typu B10S4 produkcji NRD. Można zastosować lampy innego typu, ale należy się liczyć z możliwością pogorszenia takich parametrów, jak np. czułość oraz z koniecznością zastosowania innych napięć. Należy zwrócić również uwagę, aby lampa miała symetryczne płytki X i Y (nie uziemione).



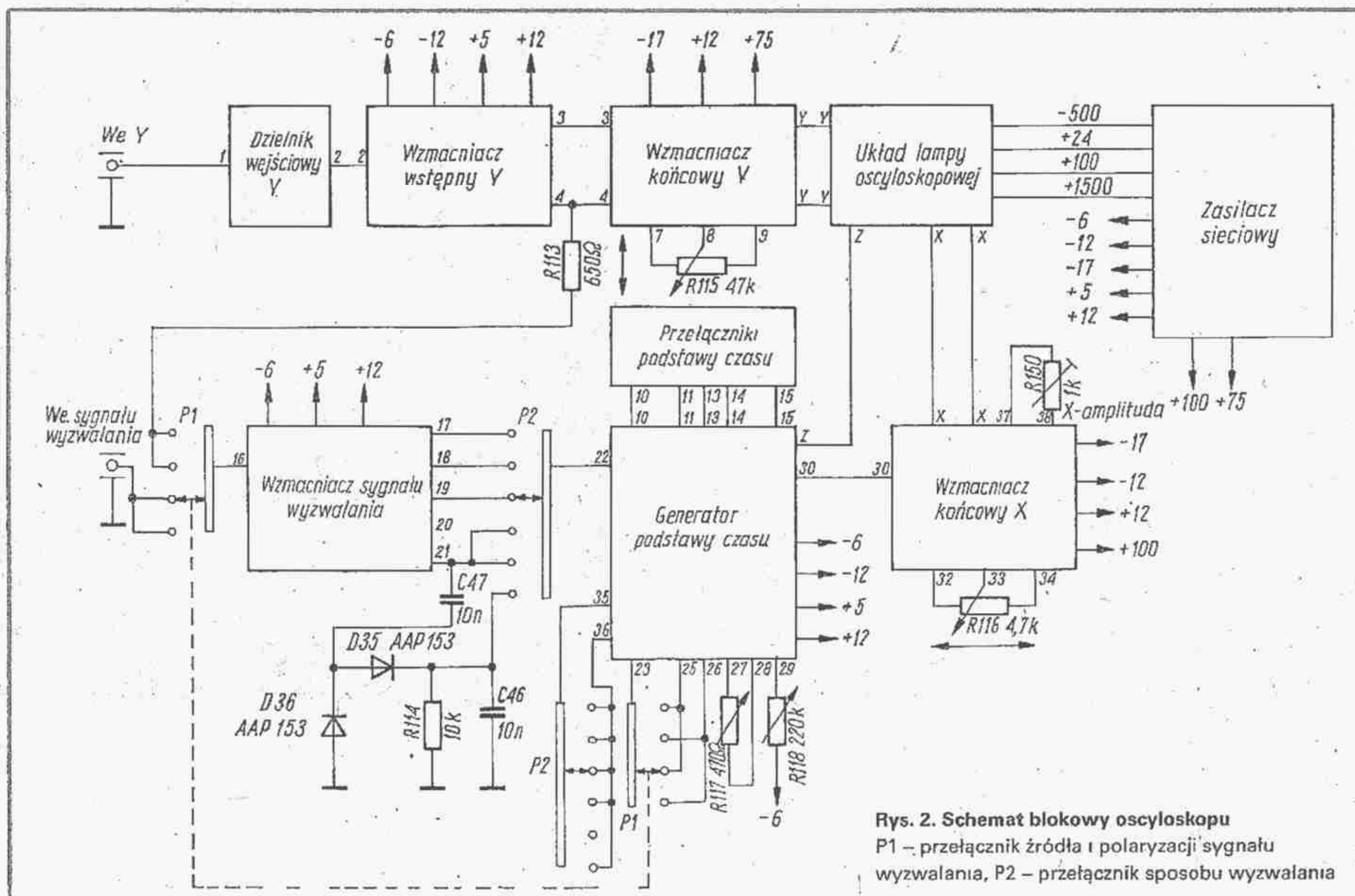
Rys. 1. Wygląd zewnętrzny oscyloskopu

A oto parametry urządzenia.

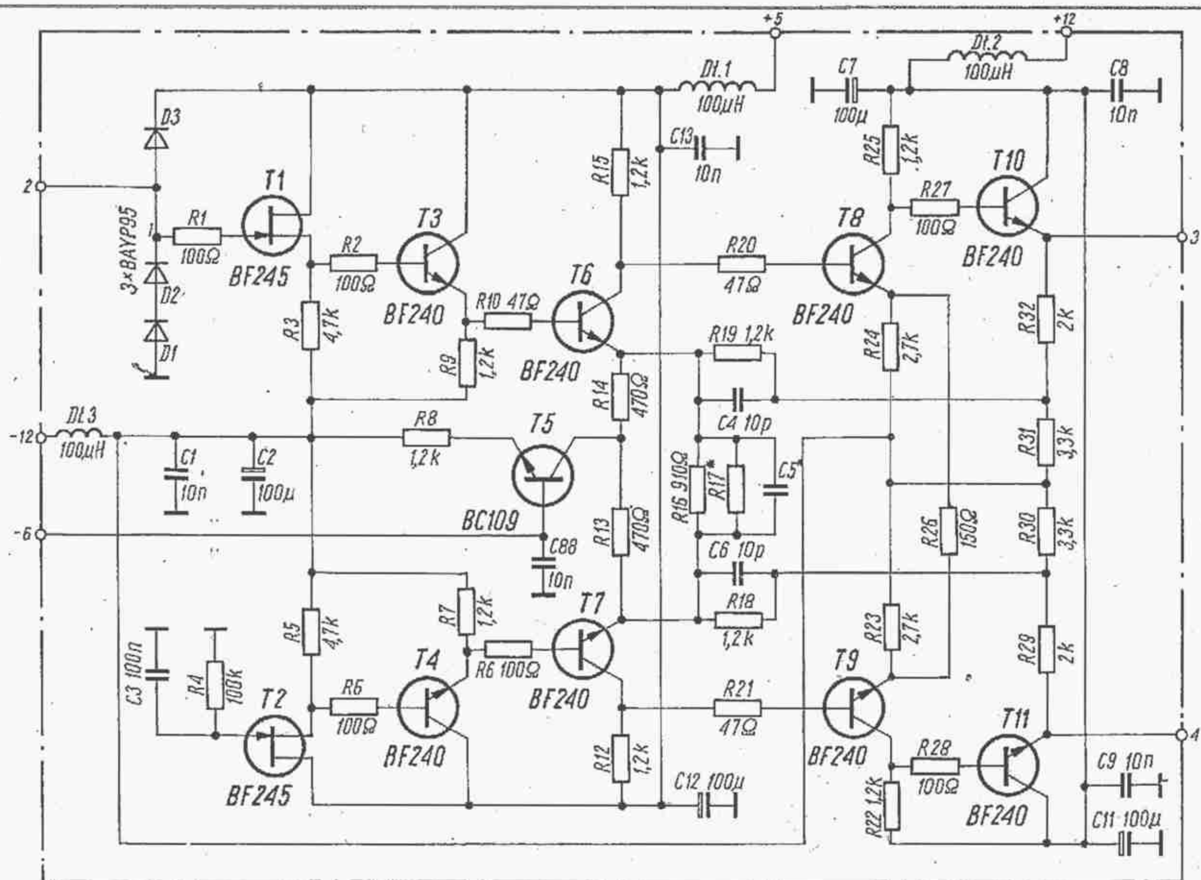
Czułość toru Y	10 mV/cm...10 V/cm regulowana skokowo w 10 podzakresach
Pasmo toru Y	około 0...20 MHz
Impedancja wejściowa toru Y	1 MΩ/20 pF
Podstawa czasu	wyzwalana lub samobieżna, sterowana zewnętrznie lub wewnętrznie od zbocza narastającego lub opadającego. Przy obserwacji sygnałów w.cz. możliwy jest podział częstotliwości sygnału dla wyzwalania przez 2 lub 4, a przy sygnałach modulowanych amplitudowo możliwość wyzwalania z obwiedni modulacji.
Zakresy podstawy czasu	50 nS/cm...20 mS/cm przełączane skokowo w osiemnastu podzakresach oraz płynnie regulowane w obszarze podzakresu
Wymiary	300×160×400 mm
Masa	około 9 kg
Pobór mocy	około 50 VA

Na rysunku 2 przedstawiono schemat blokowy oscyloskopu, który składa się z następujących podzespołów:

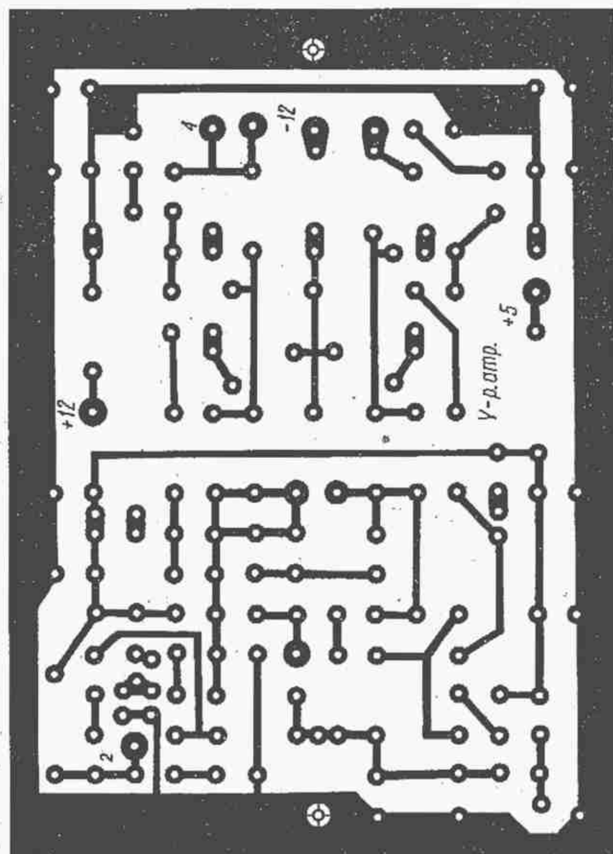
Dzielnik wejściowy Y
Wzmacniacz wstępny Y
Wzmacniacz końcowy Y
Wzmacniacz sygnału wyzwalania
Wzmacniacz końcowy X
Generator podstawy czasu
Zasilacz sieciowy
Układ lampy oscyloskopowej



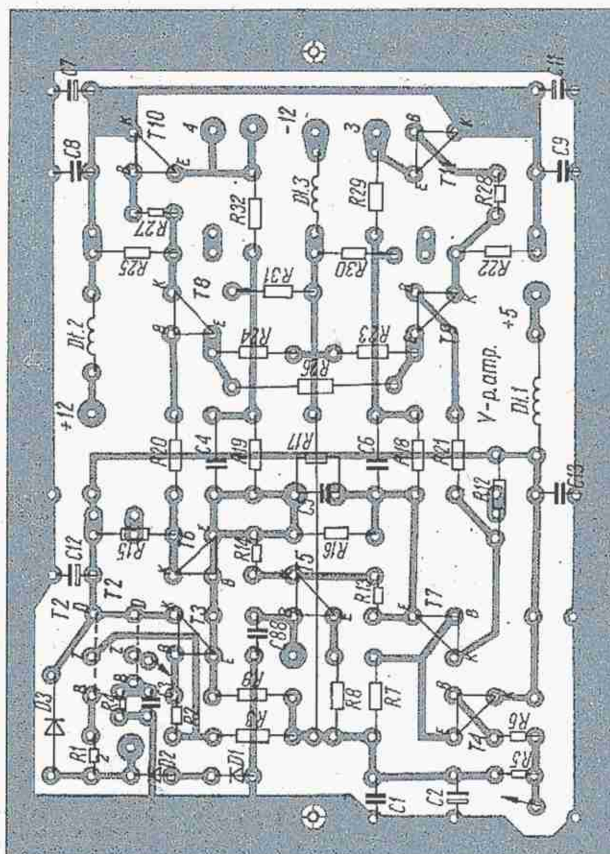
Rys. 2. Schemat blokowy oscyloskopu
P1 – przełącznik źródła i polaryzacji sygnału wyzwalania, P2 – przełącznik sposobu wyzwalania



Rys. 3. Schemat wzmacniacza wstępnego Y



Rys. 4. Płytka drukowana wzmacniacza wstępnego

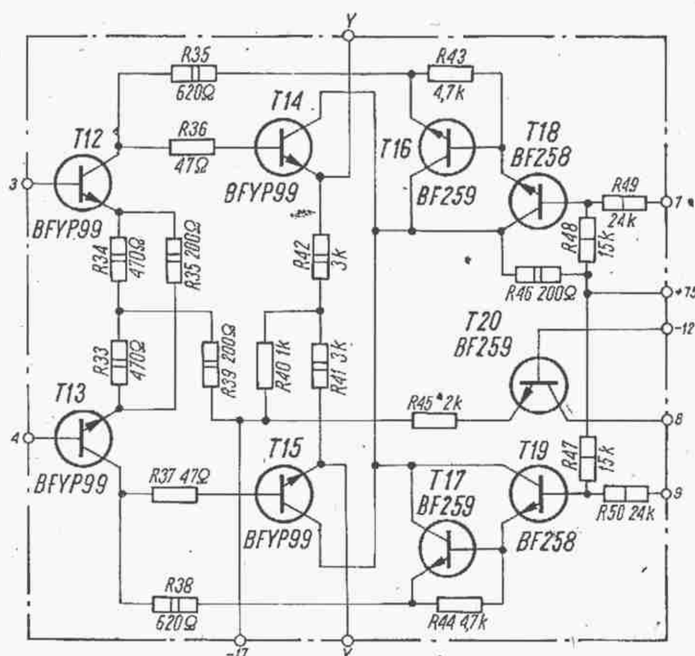


Rys. 5. Schemat montażowy wzmacniacza wstępnego – widok od strony druku

Elementy dzielnika wejściowego oraz przyłączone elementy układu generatora podstawy czasu zmontowano na płytkach odpowiednich przełączników. Układy zasilaczy oraz lampy oscyloskopowej są zmontowane w sposób przestrzenny. Pozostałe podzespoły wykonano na płytkach drukowanych. Niżej opisano układy ważniejszych podzespołów.

WZMACNIACZ WSTĘPNY Y

Schemat tego układu przedstawiono na rys. 3. Jest to dwustopniowy symetryczny wzmacniacz prądu stałego (T6-T7, T8-T9). Na wejściu włączone są diody zabezpieczające układ wejściowy na tranzystorze FET (T1) przed zniszczeniem w przypadku



Rys. 6. Schemat wzmacniacza końcowego Y

dołączenia zbyt wysokiego napięcia. Na wejściu i na wyjściu wzmacniacza znajdują się wtórniki emiterowe. Dwa pierwsze tranzystory (FET) wzmacniacza T1, T2 (BF245) są przyklejone do wspólnej płytki miedzianej (10×15×1 mm) w celu zachowania, o ile to możliwe, ich jednakowej temperatury. Umożliwiło to prawie całkowite zredukowanie „dryftu" wzmacniacza Y. Jeszcze lepsze rezultaty można uzyskać, stosując fabrycznie dobierane w pary podwójne tranzystory zamknięte w jednej obudowie. Pozostałe tranzystory są typu BF240. Można tu użyć również tranzystorów typu BFY90, 2N918 itp. Powinny być one możliwie dokładnie dobrane parami pod względem wzmocnienia dla poszczególnych stopni. Dobrane w czasie końcowego zestrajania oscyloskopu elementy sprzężenia zwrotnego R17 i C5 umożliwiają uzyskanie żądanej czułości oraz pasma częstotliwości wzmacniacza.

Płytkę drukowaną wzmacniacza wstępnego Y przedstawiono na rys. 4, a schemat montażowy na rys. 5.

WZMACNIACZ KOŃCOWY Y

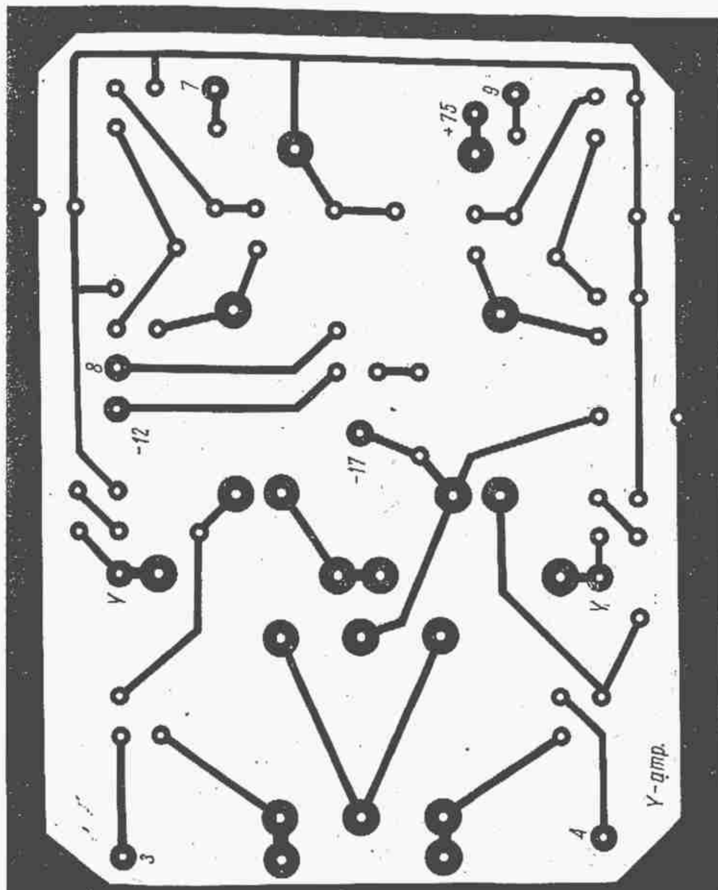
Schemat wzmacniacza końcowego Y jest przedstawiony na rys. 6. Wzmacniacz ten jest galwanicznie sprzężony z wyjściem wzmacniacza wstępnego Y oraz płytkami odchylającymi lampy oscyloskopowej (Y-Y). Jako tranzystory wzmacniające (T12, T13) oraz wtórniki emiterowe (T14, T15) zastosowano tranzystory BFYP99, natomiast w układzie regulacji napięcia zasilania kolektorów dla pionowego przesuwania plamki zastosowano tranzystory BF259 (T16, T17, T18, T19). Tranzystor T20 jako źródło stałoprądowe umożliwia przy regulacji położenia plamki za pomocą rezystora R115 (punkty 7...9), utrzymanie średniego napięcia na emiterach tranzystorów T16...T17 na stałej wartości.

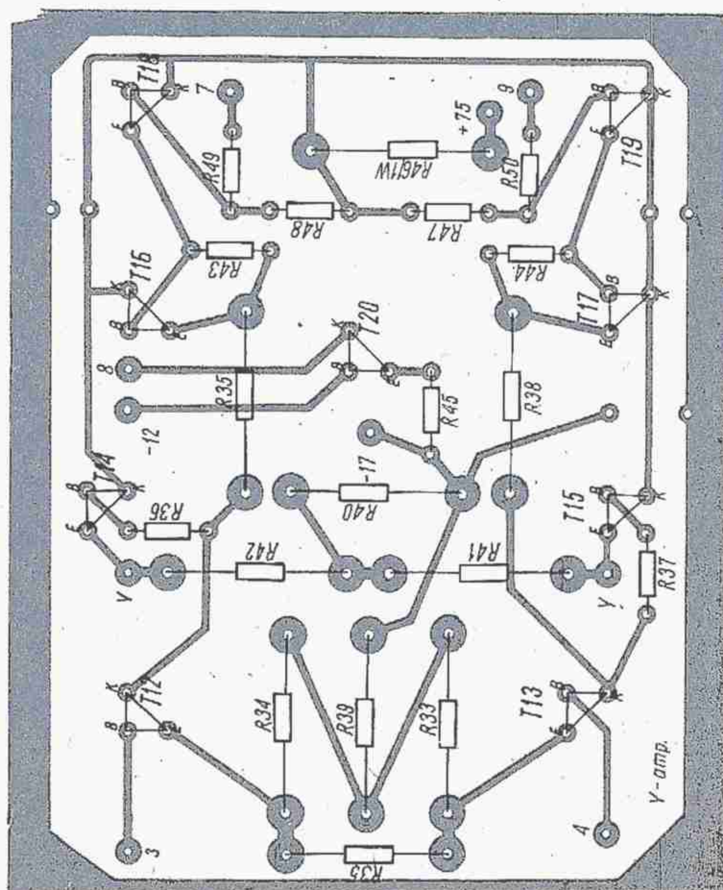
Tranzystory w tym wzmacniaczu należy zaopatrzyć w niewielkie „samonośne" radiatory. Płytkę wzmacniacza przedstawiono na rys. 7, a schemat montażowy na rys. 8.

WZMACNIACZ SYGNAŁU WYZWALANIA

Schemat wzmacniacza sygnału wyzwalania przedstawiono na rysunku 9. Wzmacniacz ten ma na wejściu diodowy układ zabezpieczający tranzystor FET BF245 (T33); w pozostałych stopniach zastosowano tranzystory BSXP60 i BSXP93 (T34, T35). Wejście wzmacniacza jest przyłączone za pomocą przełącznika P1 (rys. 2) do gniazda wejściowego sygnału wyzwalania oraz do wyzwalania wewnętrznego. Ten czteropozycyjny przełącznik umożliwia wybór zbocza wyzwalania.

Sygnał wyzwalania wewnętrznego jest pobierany za wzmacniaczem wstępnym Y. Wyjście wzmacniacza sygnału wyzwalania jest połączone z przełącznikiem rodzaju pracy w generato-





Rys. 7. Płytka drukowana wzmacniacza Y
Rys. 8. Schemat montażowy wzmacniacza Y – widok od strony druku

rze podstawy czasu P2 (rys. 2), z układem formowania i podziału częstotliwości oraz detektorem diodowym. Przełącznik ten spełnia swoją funkcję podając sygnał wyzwalania:

a – bezpośrednio do układu generatora podstawy czasu dla pracy wyzwalanej i samobieżnej,

b – za pomocą układu formowania i podziału przez 2 lub 4,

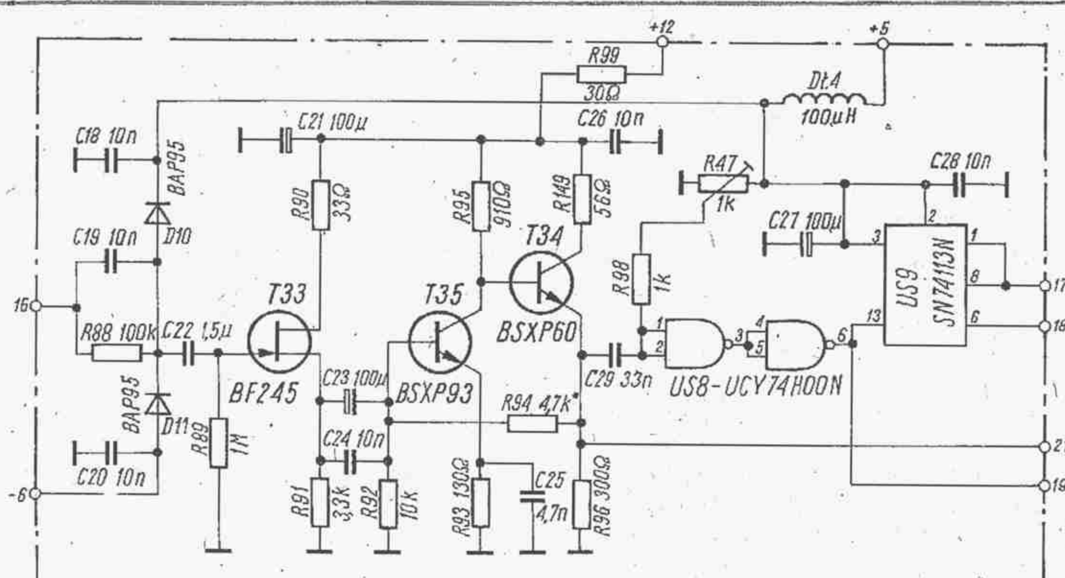
c – za pomocą detektora diodowego w celu uzyskania sygnału wyzwalanie z obwiedni modulacji przebiegu zmodulowanego.

Układ zapewnia pewne wyzwalanie przy obserwacji przebiegów rzędu kilkudziesięciu MHz. Formowanie sygnału odbywa się w dwóch liniowych bramkach układu scalonego US8 – UCY74H00 (można użyć SN74S00 lub SN74LS00). Podział przez dwa i cztery wykonuje układ scalony US8 – SN74113 dostępny swego czasu w „Bomisie" jako MC3062L.

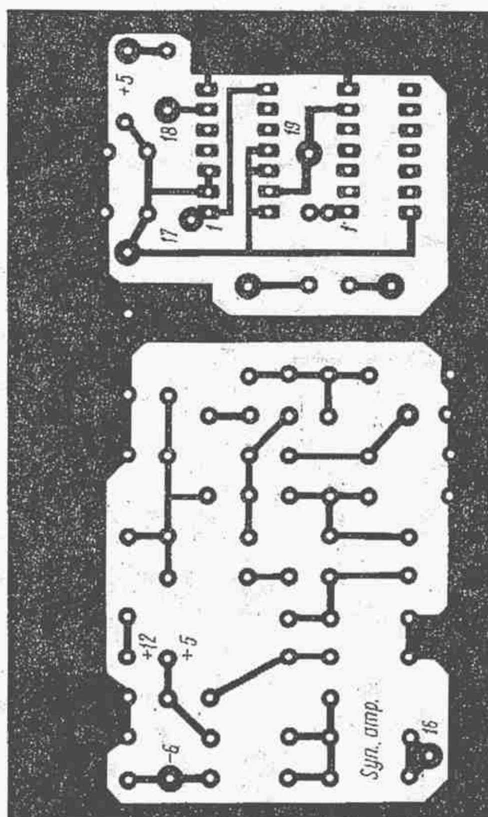
Płytkę wzmacniacza sygnału wyzwalania przedstawiono na rys. 10, a schemat montażowy na rys. 11.

UKŁAD GENERATORA PODSTAWY CZASU

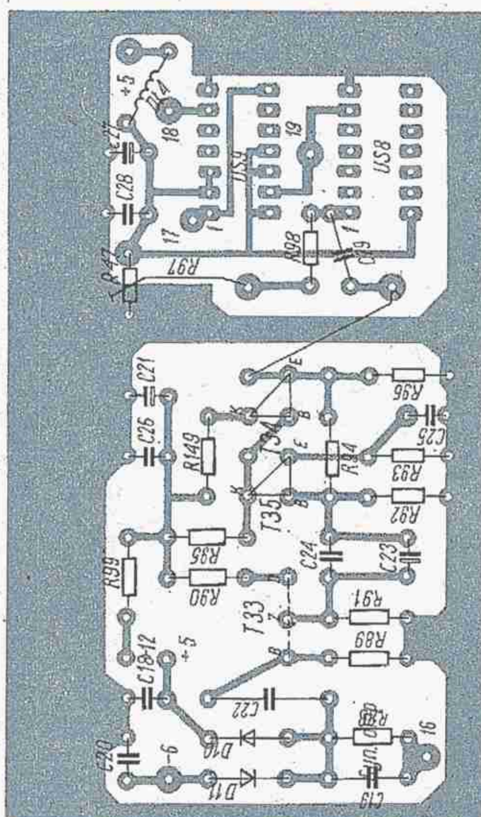
Zadaniem generatora podstawy czasu jest wytwarzanie przebiegu piłokształtnego, tj. napięcia wzrastającego liniowo w funkcji czasu, a następnie szybko opadającego. Napięcie takie, przyłączone do płytek lampy oscyloskopowej X-X, powoduje przesuwanie poziome plamki świecącej na ekranie, np. z lewej strony do prawej. Po uzyskaniu najbardziej skrajnego położenia (prawego) plamka powinna bardzo szybko wrócić do skrajnego początkowego położenia na ekranie (skrajne lewe). Liniowy przebieg narastającego napięcia w funkcji czasu uzyskuje się na kondensatorze ładowanym prądem o stałej wartości, a zatem ładowanym ze źródła stałoprądowego. Po uzy-



Rys. 9. Schemat wzmacniacza sygnału wyzwalania



Rys. 10. Płytka drukowana wzmacniacza wyzwalania



Rys. 11 Schemat montażowy wzmacniacza wyzwalania – widok od strony druku

skaniu wartości napięcia odpowiadającego skrajnemu (prawemu) wychyleniu plamki, ładowanie musi zakończyć się i wówczas następuje gwałtowne rozładowanie kondensatora.

Na rysunku 12 przedstawiono schemat generatora podstawy czasu. Kondensator CT, którego wartość wybiera się przełącznikiem, ładowany jest przez tranzystor p-n-p T28 (źródło stałoprądowe). Wielkość prądu ładowania zależy od prądu bazy, ustalanego rezystorem RT, wybieranym przełącznikiem, zależnie od zakresu. Dla płynnej regulacji prądu ładowania zastosowano w szereg z rezystorem emiterowym potencjometr R117. Rozładowanie kondensatora CT następuje w odpowiednim momencie przez tranzystor T30 sterowany układem elektronicznym, składającym się z układów scalonych – komparatora US4 i bramki NAND.

Napięcie o przebiegu piłokształtnym steruje przez tranzystor FET – T31 i wtórnik T32 wzmacniacz X (punkt 30). Aby przebieg piłokształtny był rzeczywiście liniowy, izolacja kondensatora CT, przełącznika zakresu, wejścia tranzystora FET i obwodu kolektora T29, powinna być idealna. Praktycznie jeżeli prąd ładowania będzie rzędu miliamperów, prąd izolacji nie powinien przekraczać kilkudziesięciu nanoamperów.

Tranzystor T29 podczas ładowania jest zablokowany, zaś wejście tranzystora FET – T31 ma opór rzędu wielu megaomów. Tak więc pozostaje dobór kondensatorów o dobrej izolacji (np. foliowe – styrofleksowe) i przełącznika wykonanego na płytce ceramicznej.

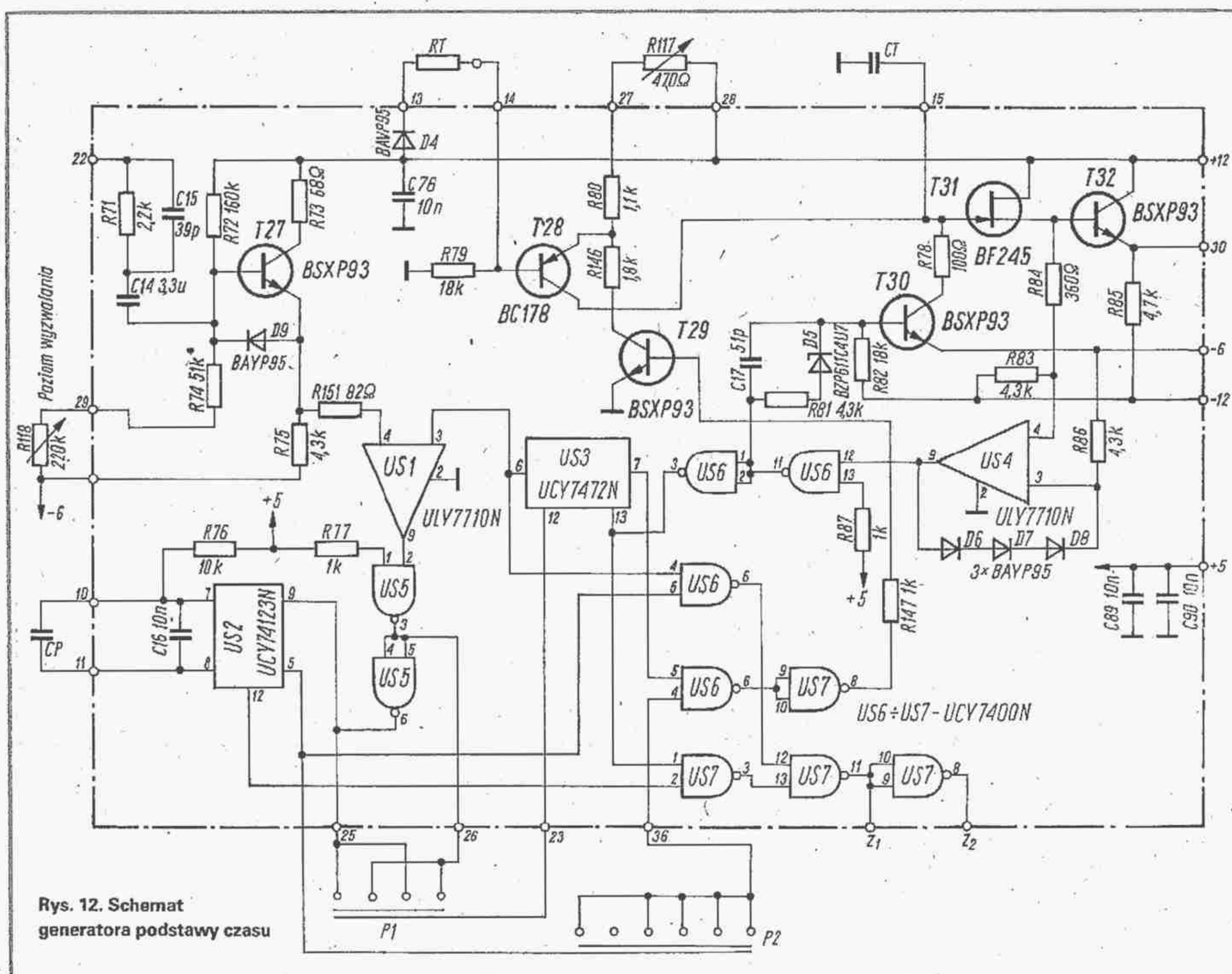
Plamka na ekranie powraca więc na lewe skrajne położenie i następuje kolejny przebieg ładowania. Moment rozpoczęcia ładowania zależy od pojawienia się impulsu wyzwalającego, który musi występować zawsze w tym samym momencie przebiegu obserwowanego na ekranie, jeżeli obraz tego przebiegu ma być dla obserwatora nieruchomy.

Pozostałe elementy elektroniczne układu na rys. 12 służą właśnie dla sterowania generatorem podstawy czasu.

Sygnał wyzwalania przez wtórnik emiterowy T27 jest doprowadzony do wejścia komparatora US1 (ULY7710N). W gałęzi dzielnika bazy wtórnika znajduje się potencjometr R118 wyprowadzony na płycie czołowej przyrządu, służący do regulacji poziomu wyzwalania. Wyjście komparatora przez bramki układu scalonego UCY7400 (US5) odwracające lub nie odwracające fazę (przełącznik „źródło wyzwalania" P1) jest połączone z przerzutnikiem UCY7472 (US3) oraz z monowibratorem UCY74123 (US2).

Pojawienie się na wejściu komparatora US1 sygnału powoduje otwarcie źródła prądowego BC178 (T28) za pomocą dwóch bramek układu UCY7400 (US6) i tranzystora BSXP93 (T29). Napięcie na kondensatorze CT rośnie liniowo do momentu zadziałania komparatora US4 (ULY7710N). Zadziałanie komparatora US4 powoduje rozładowanie kondensatora CT tranzystorem BSXP93 – T30 i powrót przerzutnika US3 do stanu wyjściowego. W czasie ładowania CT (ruch roboczy plamki) komparator US1 jest blokowany z wyjścia Q US3. Po odblokowaniu tego komparatora następny sygnał na jego wejściu powoduje ponowny roboczy ruch plamki itd.

Tak się dzieje w położeniu przełącznika rodzaju pracy podstawy czasu „wyzwalanie". Przy braku sygnału wyzwalania na wyjściu Q układu scalonego UCY74123 (US2) utrzymuje się stan niski umożliwiający za pomocą przełącznika rodzaju pracy oraz bramek układu scalonego UCY7400 (US7) stałe otwarcie źródła prądowego (T28, T29). Układ pracuje wtedy jako gene-



Rys. 12. Schemat generatora podstawy czasu

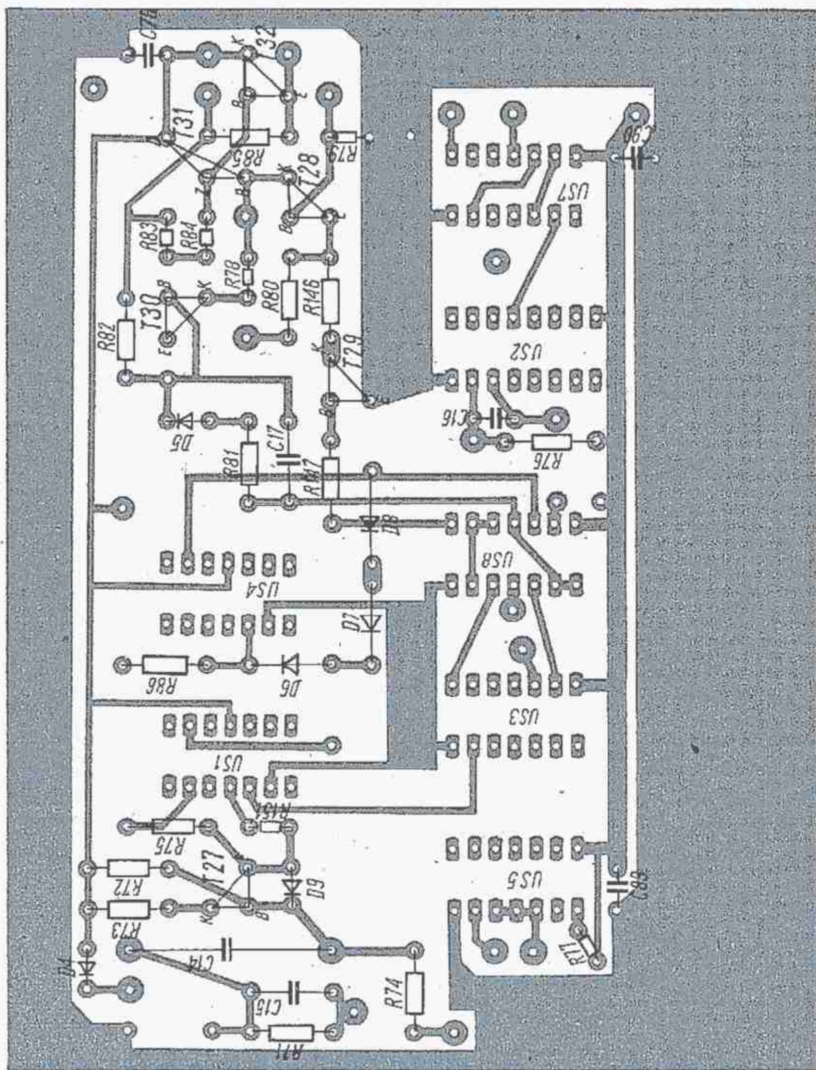
Rys. 13. Płytka drukowana generatora – widok od strony druku

Rys. 14. Płytka drukowana generatora – widok od strony elementów

rator samobieżny, co ma jeszcze tę zaletę, że przy braku obserwowanego sygnału na ekranie pojawia się pozioma linia. Ponieważ czas pracy monowibratora US2 jest przełączany jednym przełącznikiem wraz z częstotliwością przebiegu generatora podstawy czasu i dobierany tak, że w każdym położeniu ww przełącznika jest on dłuższy od czasu roboczego generatora podstawy czasu, przy istnieniu wyzwalania układ „podtrzymywania" nie ma wpływu na pracę urządzenia.

Jak widać z powyższego, synchroniczna praca układu przy obecności sygnału wyzwalania o odpowiedniej amplitudzie jest zawsze wyzwalana, natomiast przy braku sygnału wyzwalania układ pracuje „samobieżnie"

Przedstawiony układ umożliwia uzyskanie pewnego wyzwalania, bowiem występuje to już przy amplitudzie 2...4 mm obserwowanego sygnału na ekranie lampy. Pozostałe bramki układów scalonych US6 i US7 spełniają funkcje logiczne rozjaśnia-



Rys. 15. Schemat montażowy generatora – widok od strony druku

nia plamki w czasie ruchu roboczego przy każdym rodzaju pracy. Potencjometr RT (R117) umieszczony na płycie czołowej umożliwia płynną regulację czasu roboczego, a kalibrowany czas podstawy uzyskuje się w jego skrajnym (minimalnym) położeniu. Elementy RT, CT, Cp są umieszczone na wielopozycyjnym przełączniku obrotowym. Z braku takiego przełącznika można zastosować przełącznik typu „Isostat", ale skomplikuje to konstrukcję mechaniczną urządzenia (dotyczy to również przełącznika dzielnika wejściowego Y).

Aby uzyskać dużą dokładność podstawy czasu elementy RT i CT muszą być wysokostabilne i dobrane z dokładnością 1%.

Z braku takich elementów można zastosować elementy dobrane indywidualnie dla każdego zakresu. Jest to sposób wymagający większej pracochłonności, ale praktyczny przy trudnościach w nabyciu takich elementów. Kondensator CT jest wspólny dla trzech zakresów, natomiast RT jest dobierany oddzielnie dla każdego zakresu.

Kondensatory Cp mogą być dobrane z tolerancją –20 +50%.

Płytkę układu generatora podstawy czasu przedstawiono na rys. 13 i 14.

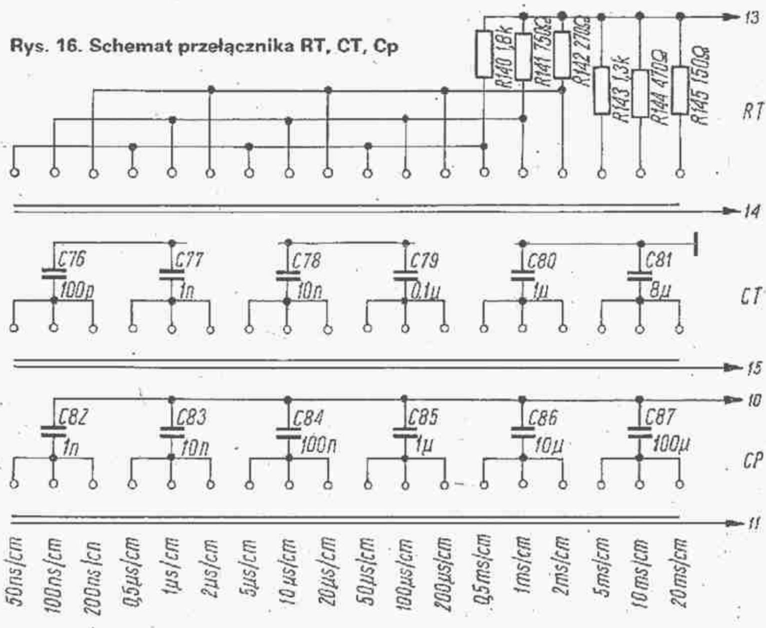
Schemat montażowy znajduje się na rys. 15, a schemat przełącznika RT, CT, Cp na rys. 16. Należy zwrócić uwagę, że płytka ta jest dwustronnie drukowana.

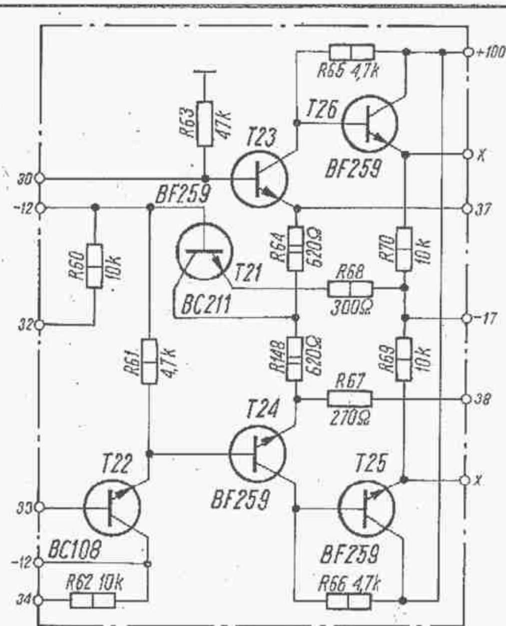
WZMACNIACZ X

Schemat wzmacniacza przedstawiono na rysunku 17. Podobnie jak wzmacniacz Y, wzmacniacz X pracuje w układzie symetrycznym. Sygnał wyjściowy z generatora podstawy czasu jest doprowadzany do tranzystora T23 (punkt 30), zaś sygnał wyjściowy jest wyprowadzony do płytek X lampy przez wtórniki emiterowe. W jednej gałęzi wzmacniacza T24 jest włączony układ poziomego przesuwu plamki T22 i potencjometr R116.

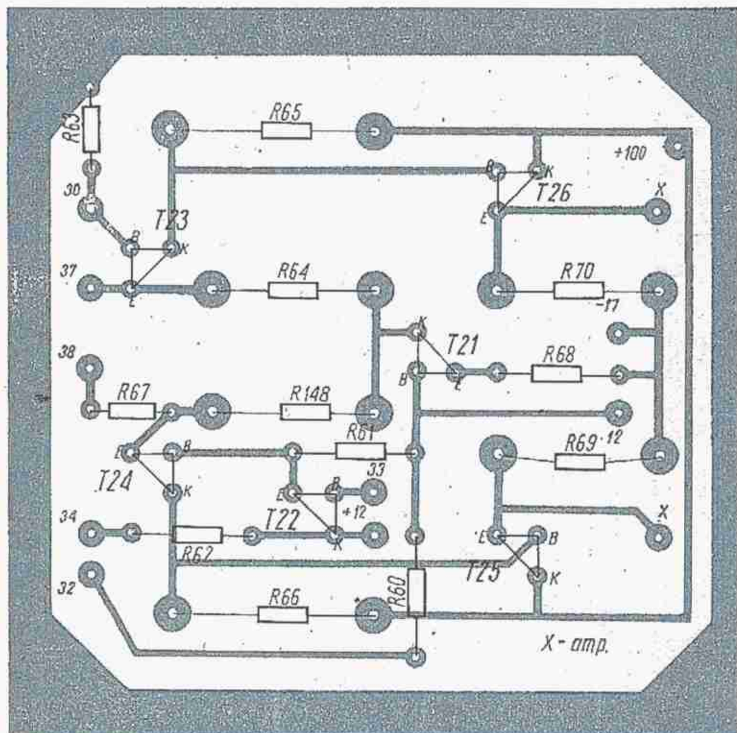
Układ wzmacniacza jest wykonany przy użyciu tranzystorów BF259 (T23, T24, T25, T26) oraz BC211 (T21) i BC108 (T22). W opisywanym oscyloskopie nie przewidziano zewnętrznego wejścia dla sygnału X. W razie potrzeby można taki układ wykonać z wykorzystaniem istniejącego wzmacniacza X. Schemat montażowy wzmacniacza jest przedstawiony na rys. 18, zaś płytka – na rys. 29.

Rys. 16. Schemat przełącznika RT, CT, Cp

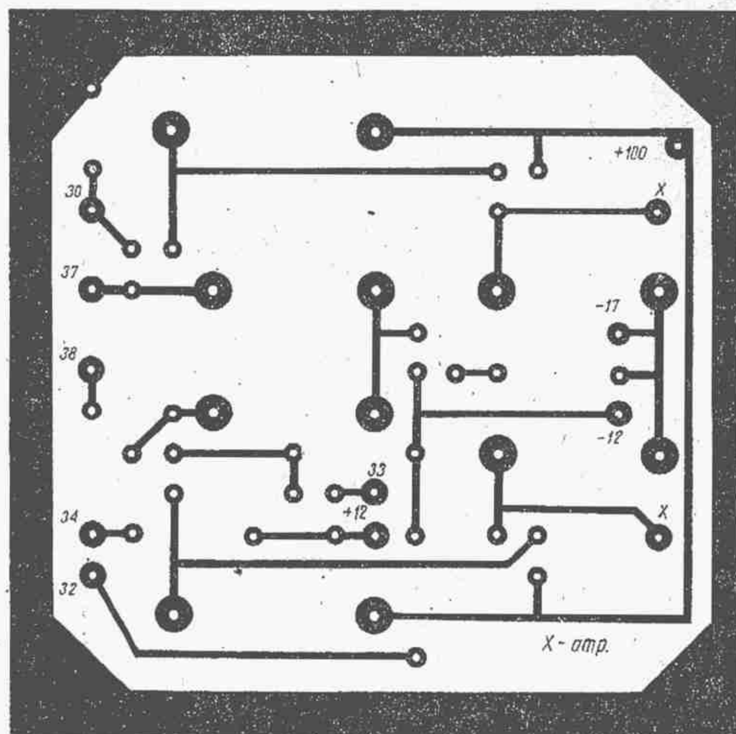




Rys. 17. Schemat wzmacniacza X



Rys. 18. Schemat montażowy wzmacniacza X – widok od strony druku



Rys. 19. Płytka drukowana wzmacniacza X

ZASILACZ SIECIOWY

Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 20. Na schemacie tym są podane wartości napięć i prądów potrzebnych do zasilania oscyloskopu. W opisanym modelu zostały użyte monolityczne stabilizatory scalone. Możliwe jest jednak wykonanie zasilaczy z elementami dyskretnymi, zapewniającymi wymagane stabilizowanie napięcia, z tego względu nie podaje się rysunku płytki zasilaczy.

Należy podkreślić, że kondensatory filtrów układów niskich napięć powinny mieć pojemności nie mniejsze niż 4700 μF, zaś prostowanie musi być dwukierunkowe. Stabilizacja napięć +75 i +100 V została zrealizowana za pomocą szeregowo połączonych diod Zenera. Napięcia wysokie zasilające lampę oscyloskopową są nie stabilizowane; napięcie −500 V uzyskuje się z prostownika jednokierunkowego, zaś napięcie 1500 V w układzie potrajania napięcia. Przy zastosowaniu lampy oscyloskopowej innego typu należy się liczyć z koniecznością zmiany wartości wysokich napięć.

W opisanym urządzeniu wszystkie napięcia uzyskuje się z jednego transformatora. Został on wykonany na rdzeniu typu M100 o grubości 35 mm. Przekrój rdzenia został przyjęty z „zapasem" tak, aby indukcja nie przekroczyła B = 7,5 kGs. Ma to na celu zmniejszenie zewnętrznego pola magnetycznego transformatora, który może zakłócić bieg strumienia elektronów w lampie. Z tego też powodu transformator wyposażono w „zwarty zwój" z miedzianej blachy ≠ 1 mm, obejmujący z zewnątrz rdzeń i uzwojenie.

Cewki transformatora nawinięto wg poniższych danych w kolejności numerów wyprowadzeń:

1–2	1000 zw. DNE Ø 0,35 mm
3–4–5	50+50 zw. DNE Ø 0,2 mm
6–7–8	85+85 zw. DNE Ø 0,35 mm
9–10–11	85+85 zw. DNE Ø 0,35 mm
12–13–14	550+550 zw. DNE Ø 0,2 mm
15–16	2200 zw. DNE Ø 0,1 mm
17–18	32 zw. DNE Ø 0,45 mm

Należy zwrócić szczególną uwagę na dobrą izolację między uzwojeniami 15–16 a 17–18 a rdzeniem transformatora; izolacja ta musi wytrzymywać napięcie pracy 1,5 kV. Uzwojenia po nawinięciu zostały zaimpregnowane na gorąco w mieszaninie stearyny z woskiem pszczelin w stosunku 3:1.

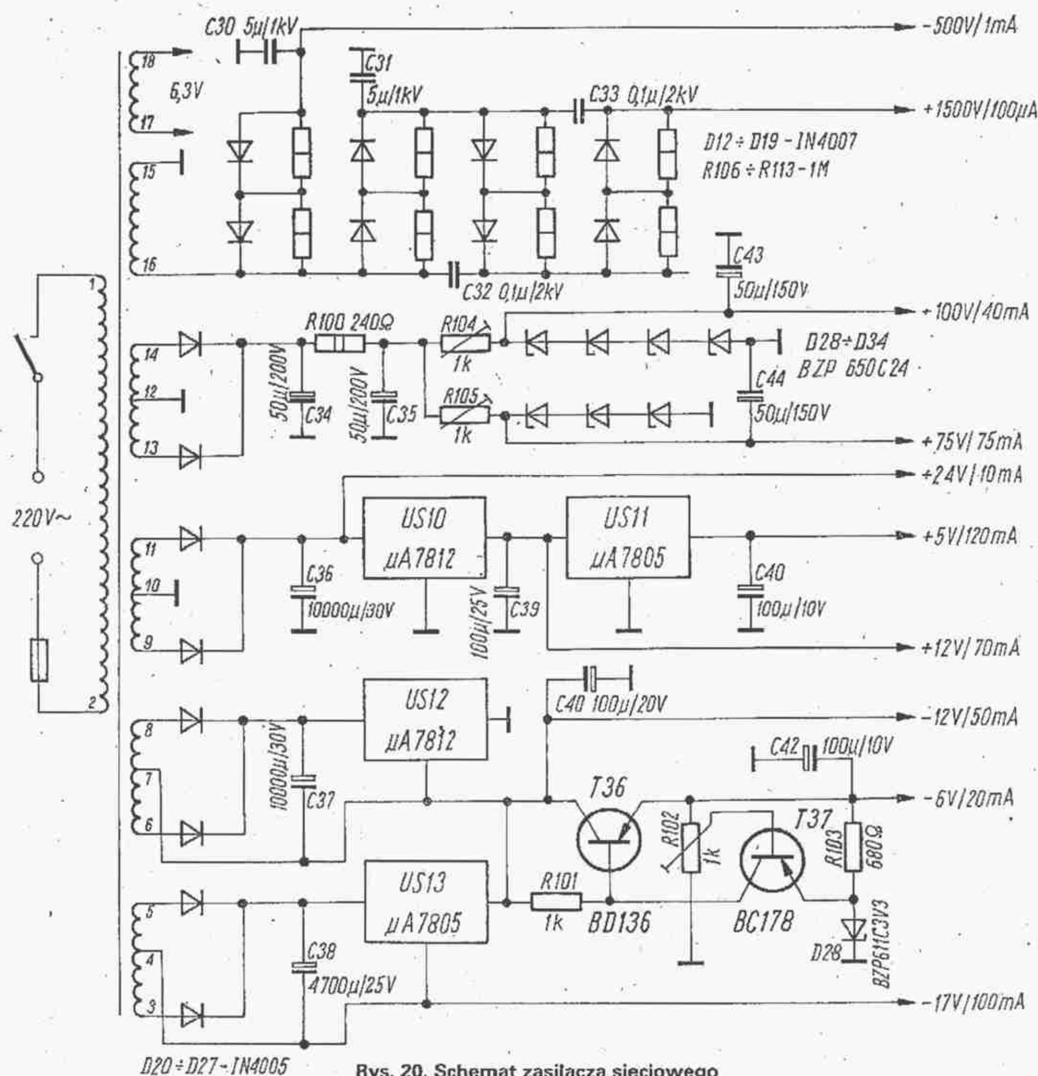
Układ zasilania lampy oscyloskopowej i układu rozjaśniania plamki przedstawiono na rysunku 21.

KONSTRUKCJA OSCYLOSKOPU

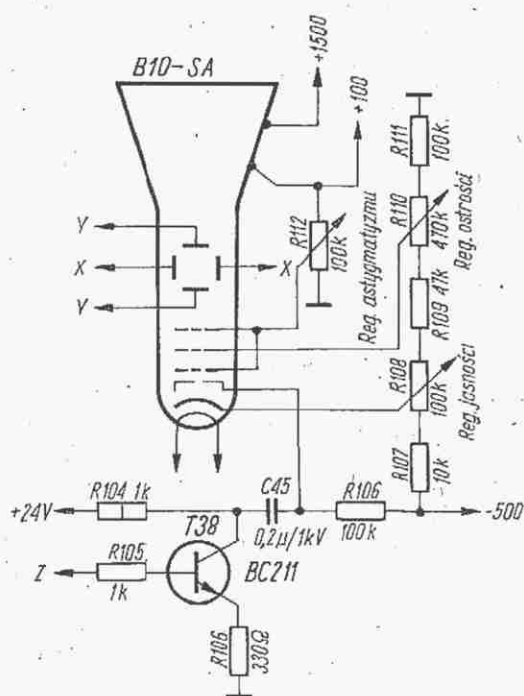
W urządzeniu modelowym zostały wykorzystane szkielet i obudowa odbiornika radiokompasu ARK-5. Urządzenia te wycofane z eksploatacji trafiły w sporej liczbie za pośrednictwem klubów do radioamatorów. W opisywanym urządzeniu szkielet i obudowa zostały skrócone do 400 mm. Na miejscu wyciętego chassis umieszczono płytkę z blachy aluminiowej ≠ 1,5 mm, na której od góry są przymocowane: ekran magnetyczny lampy, transformator sieciowy, wzmacniacze końcowe Y i X oraz zasilacze +75 i +100 V, zaś od spodu zasilacze niskich napięć wraz z ich radiatorami oraz elementy układu wygaszania plamki.

Pod przednią częścią ekranu lampy znajdują się zasilacze wysokiego napięcia umieszczone blisko elementów regulacyjnych lampy. Potencjometry te służące do regulacji jasności, ostrości, astygmatyzmu oraz przesuwania poziomego znajdują się na płycie czołowej pod ekranem lampy oscyloskopowej. Po lewej i prawej stronie przedniej części obudowy zostały umieszczone elementy toru Y i podstawy czasu. Płyta czołowa została wykonana z blachy duralowej ≠ 3,5 mm i przymocowana do ramki dawnej płyty czołowej radiokompasu.

Przykład ten nie wyklucza oczywiście wykonania konstrukcji mechanicznej według własnej idei konstruktora, co pozwoli na przystosowanie się do posiadanych podzespołów i lampy oscyloskopowej. Osobne zagadnienie stanowi ekran magnetyczny lampy oscyloskopowej; często lampy te są dostarczane z fabrycznym ekranem. Przeważnie taki ekran jest wykonany z materiału o dużej przenikalności magnetycznej, np. z permalloy'u i poddany odpowiedniej obróbce termicznej. Z braku takiego ekranu można zastosować ekran z miękkiej blachy stalowej (najlepiej „armco"), który po spawaniu i obróbce mechanicznej należy wyżarzyć.



Rys. 20. Schemat zasilacza sieciowego



Rys. 21. Schemat połączeń lampy oscyloskopowej i układu rozjaśniania plamki

Dzielnik napięcia wejściowego toru Y (rys. 22) oraz wzmacniacz wstępny muszą być ekranowane względem siebie i resztą układu

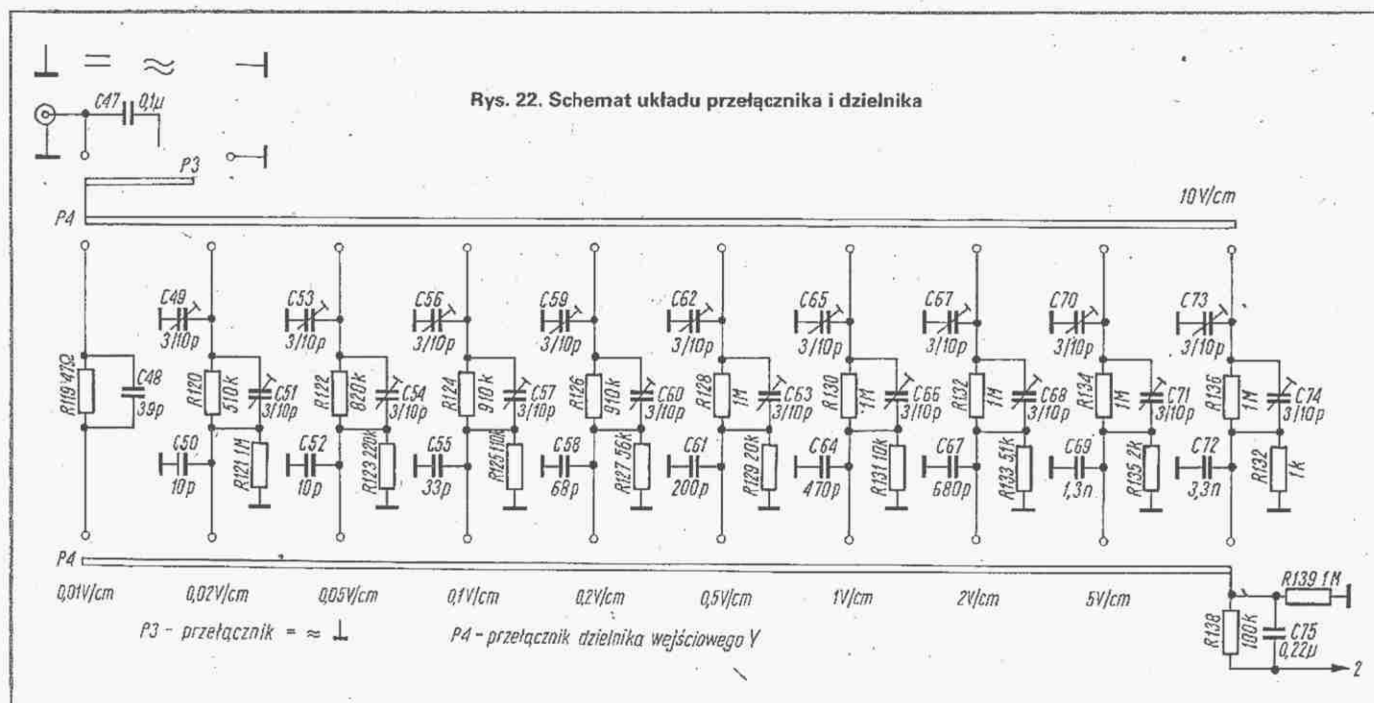
Płytki wzmacniaczy należy umieścić na słupkach dystansowych w odległości nie mniejszej niż 10 mm od chassis.

Połączenia między podzespołami urządzenia wynikają ze schematu blokowego wg numeracji podanej na schemacie blokowym oraz na schematach ideowych i montażowych. Użyte elementy należy bezwzględnie sprawdzić przed wmontowaniem, co uchroni przed przykrymi niespodziankami przy uruchamianiu.

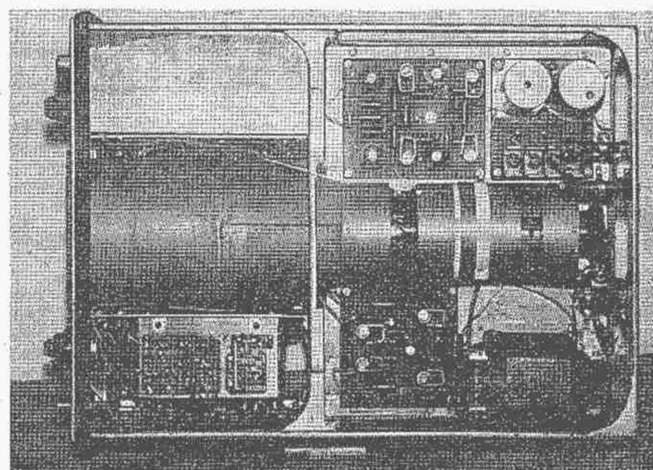
Konstrukcję urządzenia modelowego ilustrują rysunki 23 i 24.

URUCHOMIENIE

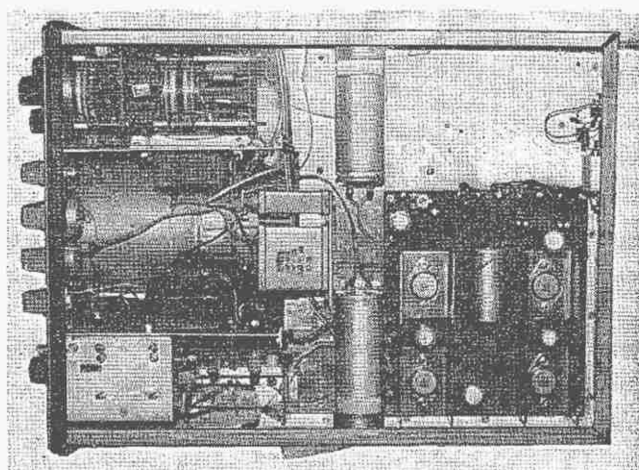
Uruchomienie należy rozpocząć od sprawdzenia i regulacji zasilaczy (odłączonych od reszty układu) Należy sprawdzić prawidłowość napięć przy znamionowym obciążeniu, podanych na rys. 20, następnie uruchomić zespół lampy oscyloskopowej, podając tymczasowo na połączone razem płytki odchylające napięcie rzędu +30...50 V, a po uzyskaniu świecenia plamki, sprawdzić działanie regulacji (R108) jasności, (R112) ostrości i astygmatyzmu (R110). Koniecznie należy się wystrzegać zbyt jasnego świecenia plamki, aby nie spowodować wypalenia luminoforu ekranu lampy. Pozostałe układy, jeżeli nie ma pomyłek montażowych, a użyte do ich budowy elementy zostały sprawdzone, powinny „ruszyć" od razu. Kalibrowane podstawy czasu można przeprowadzić za pomocą generatorów sygnałów akustycznych i radiowych lub najwygodniej oscyloskopem z dokładnie kalibrowaną podstawą czasu.



Rys. 22. Schemat układu przełącznika i dzielnika



Rys. 23. Widok oscyloskopu z góry



Rys. 24. Widok oscyloskopu z dołu

Szerokość przenoszonego pasma, częstotliwość oraz czułość toru Y należy skontrolować radiowym generatorem sygnałowym i skorygować, dobierając elementy sprzężenia zwrotnego wzmacniacza wstępnego Y (R17, C5 – rząd wielkości 2 kΩ i 10 pF).

Sygnał należy doprowadzać bezpośrednio do wejścia wzmacniacza wstępnego. Następnie należy wyregulować położenie trymerów dzielnika wejściowego używając do tego celu źródła sygnału o przebiegu prostokątnym. Do wejścia Y oscyloskopu włącza się sygnał o częstotliwości rzędu 500...1000 Hz (przełącznik wejściowy ustawiony w położenie „wejście stałoprądowe") i obserwuje się przebieg na ekranie uruchomionego oscyloskopu.

Po korekcji obraz przebiegu powinien być wolny od „przerostów" i „zwisów". Ważne jest również wyrównanie pojemności wejściowej dla poszczególnych zakresów czułości, szczególnie jeżeli z oscyloskopem będzie używana dla pomiarów dodatkowa sonda dzielnikowa 1:10.

W układzie wzmacniacza sygnałów wyzwalania należy ustawić punkt pracy bramek układu scalonego US8 elementu R47 na największą czułość dla częstotliwości radiowych.

W układzie podstawy czasu trzeba dobrać elementy dzielnika bazy tranzystora T27, tak, aby wyzwalanie następowało przy możliwie małej amplitudzie sygnału obserwowanego w środkowym położeniu potencjometru regulacji poziomu wyzwalania.

Do wad opisywanego urządzenia należy brak linii opóźniającej w torze Y, co uniemożliwia obserwację przedniego zbocza szybko narastających krótkich przebiegów. Wykonanie oraz zestrojenie takiej linii w warunkach amatorskich jest, zdaniem autora właściwie niemożliwe. Nie najlepiej działa również układ rozjaśniania plamki dla trzech najkrótszych i trzech najdłuższych zakresów podstawy czasu. Zastosowany układ został użyty ze względu na prostotę. Przy budowie opisywanego urządzenia można pokusić się o skonstruowanie bardziej nowoczesnego układu rozjaśniania, opierając się na dość obszernej literaturze na temat oscyloskopów.

LITERATURA

1. Rydzewski J.: Oscyloskop elektroniczny. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności 1969
2. Duggac K.W.: 30 MHz Oszillograf – selbstgebaut. Funktechnik nry 12, 13, 14/1971
3. Keiser M.: Transistor – Breitband Oszillograf TBO-70. Funktechnik nr 19/1972

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Syntezator muzyczny MGW-401-D Część IV

MODUŁ WZMACNIACZA STEROWANEGO NAPIĘCIEM – VCA

Podstawowym układem modułu VCA (rys. 12) jest wzmacniacz różnicowy z tranzystorami T1 i T2. W szereg z rezystorem emiterowym wzmacniacza włączony jest tranzystor T3 pełniący funkcję elementu regulacyjnego. Zmiana napięcia na bazie tranzystora T3 w granicach 0,3...1 V powoduje zmianę amplitudy sygnału wyjściowego w zakresie 0...200 mV. Maksymalne wzmocnienie układu wynosi 1, toteż potencjometrem P1 reguluje się amplitudę sygnału doprowadzonego do bazy tranzystora T1 tak, aby w żadnym przypadku jej wartość nie przekraczała 0,2 V.

Tranzystor T4 sterowany przebiegami z generatora LFO powoduje powstawanie efektu „tremolo". Potencjometrem P2 reguluje się poziom napięcia wyjściowego toru akustycznego syntezatora. Przełącznikiem PR1 wybiera się rodzaj sterowania wzmacniacza. W pierwszym położeniu przełącznika następuje doprowadzenie do bazy tranzystora T3 napięcia 1 V, a więc wzmacniacz ma wówczas pełne wzmocnienie. Regulacja modułu ogranicza się do właściwego ustawienia potencjometru P1. Na płycie czołowej modułu są umieszczone przełączniki PR1...PR3 oraz potencjometr P2.

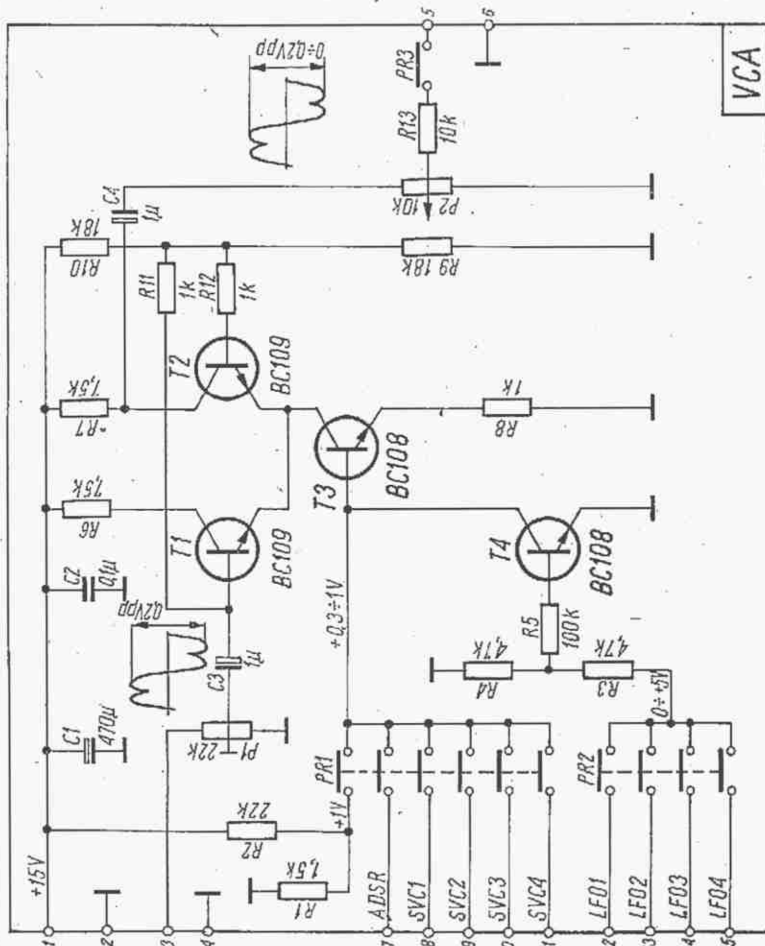
MODUŁ GENERATORA WOLNYCH PRZEBIEGÓW – LFO

Moduł LFO (rys. 13) zawiera dwa układy: generator przebiegów trójkątnych i prostokątnych oraz wzmacniacz różnicowy.

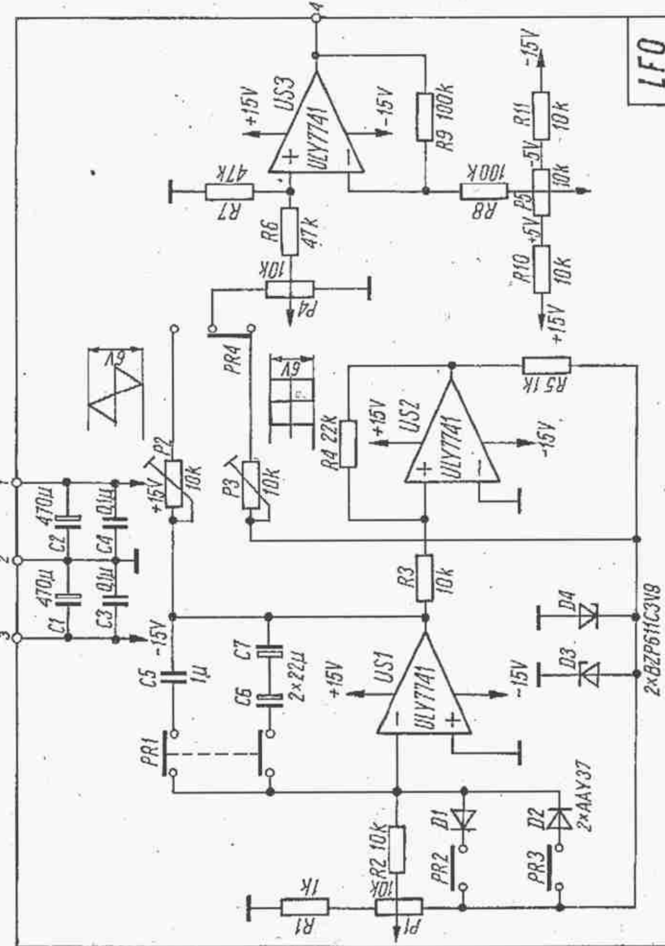
W generatorze zastosowano dwa scalone wzmacniacze operacyjne US1 i US2. Wzmacniacz US1 pełni funkcję integratora, sterowanego przebiegiem wyjściowym z komparatora US2.

Częstotliwość drgań generatora zależy od pojemności kondensatora C5 lub C6 i C7 oraz od ustawienia suwaka potencjometru P1. Wyłączenie diod D1 lub D2 powoduje przekształcenie przebiegu trójkątnego (na wyjściu US1) w przebieg piłokształtny narastający lub opadający. Amplituda drgań generatora zależy od napięcia Zenera diod D3 i D4.

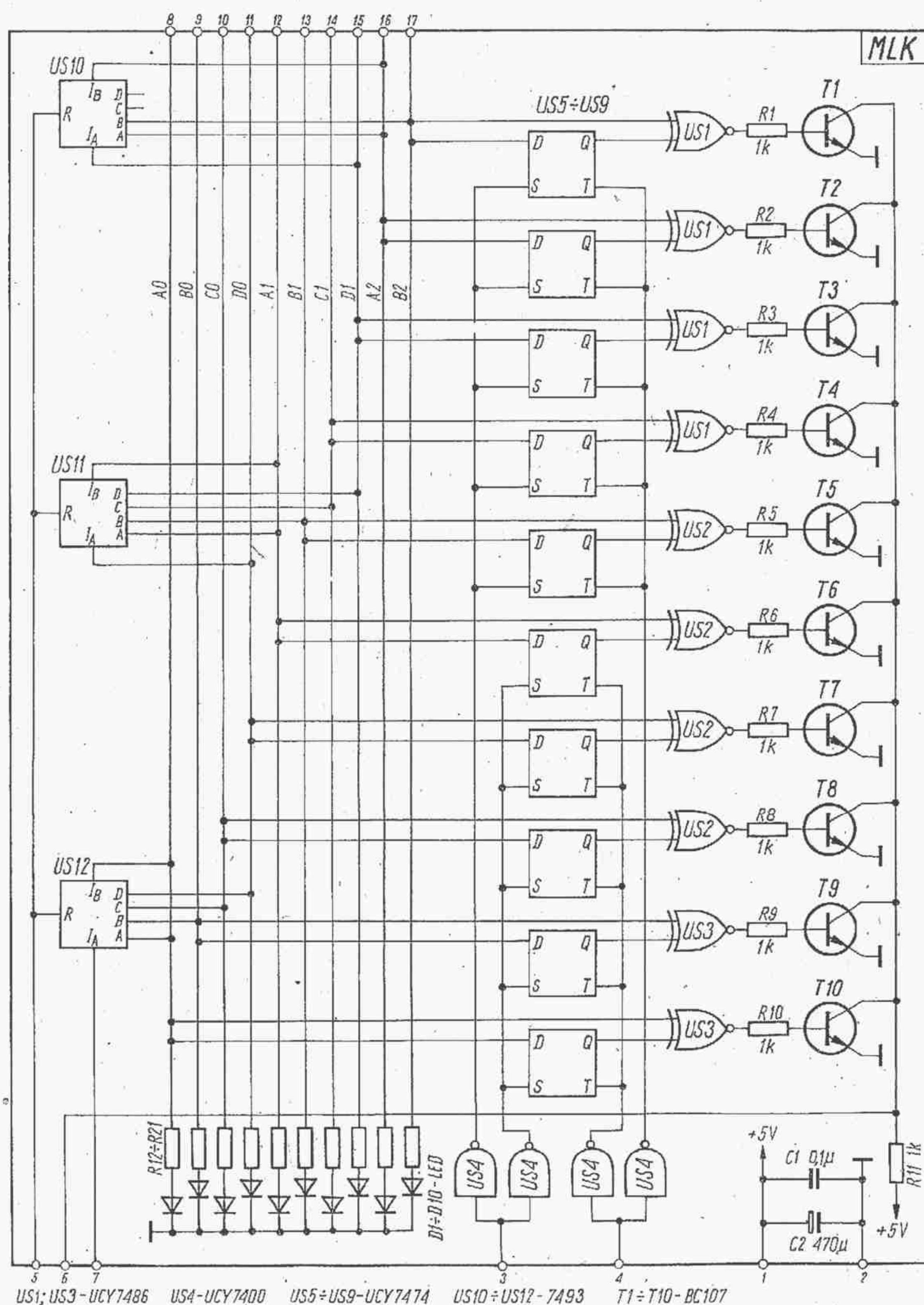
Wzmacniacz różnicowy US3 ma wzmocnienie równe 1. Na jego wyjściu otrzymuje się przebieg o amplitudzie regulowanej potencjometrem P4 w zakresie 0...6 V. Maksymalne wartości chwilowe otrzymywane na wyjściu tego generatora mogą wynosić −8...+8 V. W syntezatorze jest wykorzystywany przebieg o napięciu dodatnim 0...+5 V oraz przebieg o wartości ujemnej odpowiedniej do sterowania tranzystorami polowymi w modułach MPH i VCOb.



Rys. 12. Schemat modułu wzmacniacza sterowanego napięciem – VCA



Rys. 13. Schemat modułu generatora wolnych przebiegów – LFO



Rys. 14. Schemat modułu licznika i komparatora sekwencera – MLK

Większy niż potrzeba zakres napięć wyjściowych modułu konieczny jest do uzyskiwania różnych kombinacji przebiegu wyjściowego i jego usytuowania względem osi 0 V. Napięcie wyjściowe US3 jest różnicą napięcia na suwaku potencjometra P4 i napięcia na suwaku potencjometra P5. Dla przykładu, jeżeli na suwaku potencjometra P4 napięcie przebiegu wynosi 2 Vpp (czyli –1...+1 V), a napięcie stałe na suwaku potencjometra P5 ma wartość –2 V, to wówczas na wyjściu wzmacniacza US3 przebieg ma napięcie w granicach: od –1 V–(–2 V) = +1 V do +1 V–(–2 V) = +3 V.

Regulacja modułu ogranicza się do takiego dobrania wartości rezystorów nastawnych P2 i P3, aby amplitudy przebiegów na włączonym przełącznikiem potencjometrze P4 wynosiły od –3 do +3 V.

Na płytę czołową modułu wyprowadzono potencjometry P1, P4 i P5 oraz przełączniki PR1...PR4.

MODUŁ LICZNIKA I KOMPARATORA SEKWENCERA – MLK

Moduł MLK (rys. 14) składa się z licznika binarnego US10...US12 oraz komparatora utworzonego z układów US1...US9 i tranzystorów T1...T10. Należy wyjaśnić, że taka konstrukcja komparatora została podyktowana trudnościami z zakupem układów scalonych UCY7485 – czterobitowych komparatorów.

Licznik jest traktowany opadającymi zboczami impulsów podawanych do końcówki 7 modułu. Stany wyjść licznika sygnalizowane są przez diody elektroluminescencyjne D1...D10; ponieważ wyjścia A0...B2 sterują adresowymi wejściami pamięci cyfrowej, diody te wskazują adres, pod którym jest w danym momencie wpisywana lub odczytywana pamięć sekwencera lub pseudopogłosu.

Do bufora komparatora US5...US9 można wpisać, opadającym zboczem impulsu podanego na końcówkę 4 modułu, aktualny stan licznika. Stan ten zostaje przeniesiony do wyjść Q bufora i porównany przez bramki Ex-OR US1...US3 ze stanami wyjść A0...B2 licznika. Jeżeli stany są takie same, to na wyjściu bramki Ex-OR pojawia się stan „0". Jeżeli stany wszystkich wyjść licznika są identyczne ze stanami bufora, wówczas następuje zamknięcie wszystkich tranzystorów T1...T10 i doprowadzenie do wejść zerujących licznik US10...US12 stanu „1" z rezystora R11.

Stan zerujący liczniki jest podawany przez zwarte przełączniki PK4 w module MSP, dołączone do końcówek 5 i 6 modułu MLK.

Podanie stanu „0" na końcówkę 3 modułu powoduje ustawienie na wszystkich wyjściach Q bufora US5...US9 stanu „1", zezwalającego na pełny cykl licznika, czyli na liczenie do 1024.

Skracanie liczby kolejnych kroków licznika za pomocą komparatora, jest konieczne dla sensownej pracy sekwencera. Do sekwencera można wpisywać różnej długości sekwencje muzyczne, które są przez niego powtarzane cyklicznie. Nieskracanie liczby kroków licznika prowadziłoby do powstawania pauz między kolejnymi odczytami sekwencji.

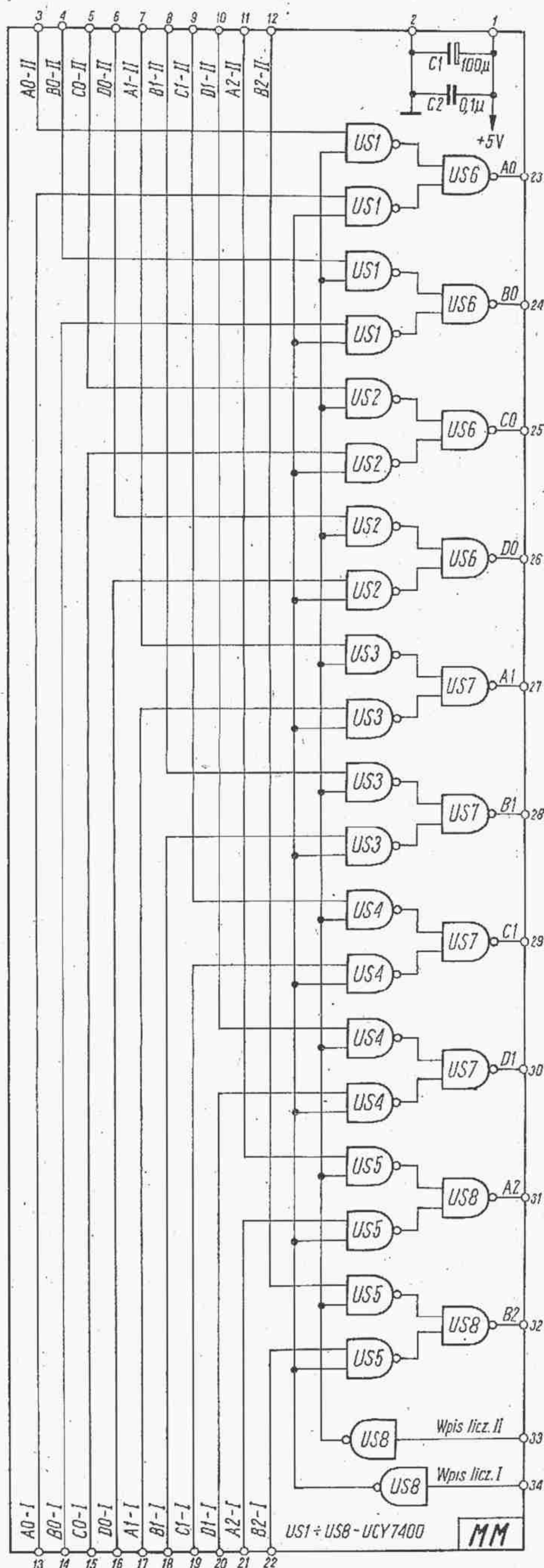
Regulacja modułu ogranicza się do ustalenia wartości rezystorów R12...R21 tak, aby diody elektroluminescencyjne nie uległy przepaleniu.

Na płycie czołowej bloku BNS umieszczono diody D1...D10.

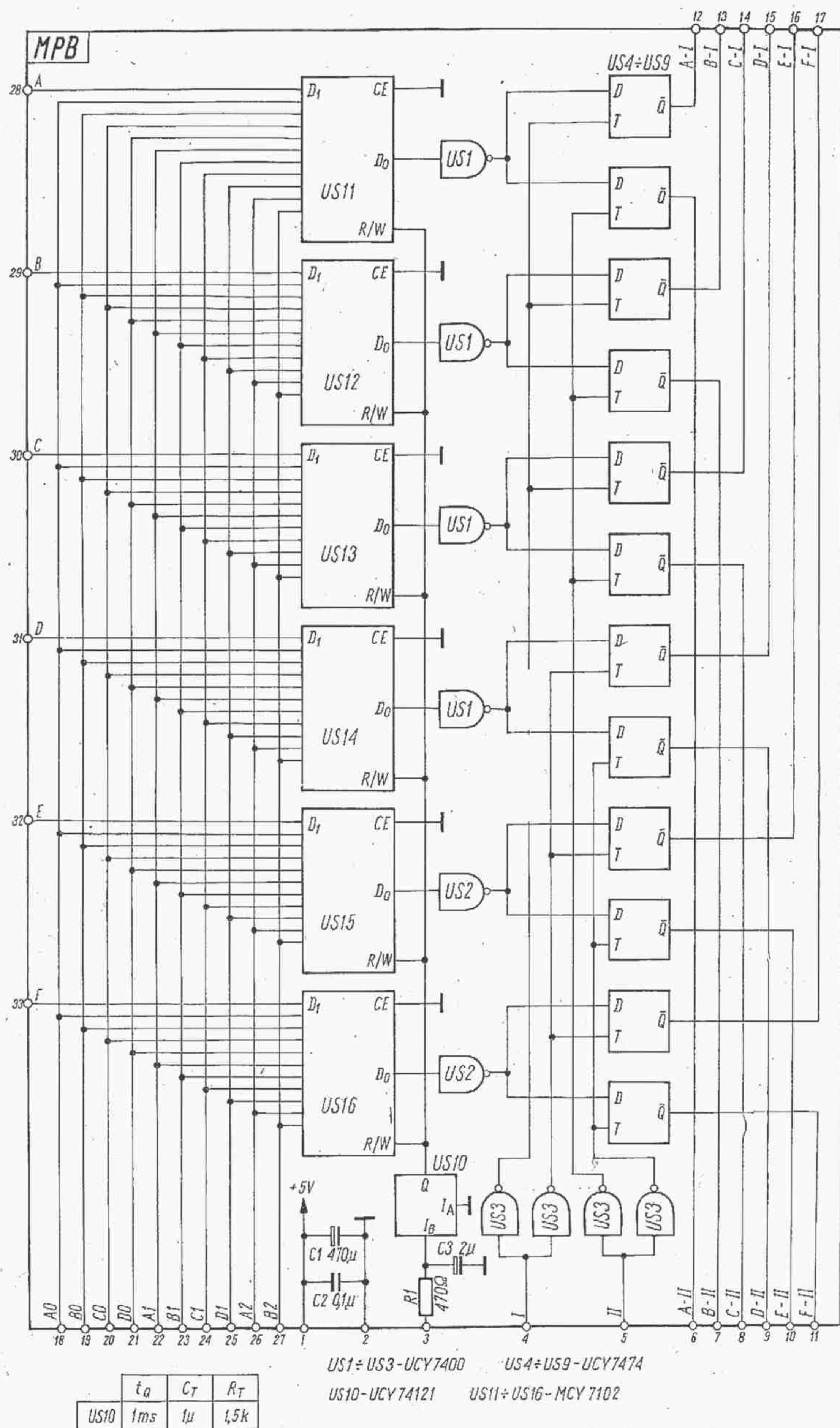
MODUŁ STEROWANIA ODCZYTEM PAMIĘCI – MM

Zadaniem modułu MM (rys. 15) jest sterowanie odczytem pamięci podczas gry sekwencera z tzw. pseudopogłosem. W zależności od sygnału sterowania doprowadzonego do końcówek 33 i 34 modułu, na końcówkach 23...32 (A0...B2) występują stany licznika MLK1 dołączonego do końcówek 13...22 (A0-I...B2-I) albo stany licznika MLK2 dołączonego do końcówek 3...12 (A0-II...B2-II) (patrz rys. 2 blok BNS). Podanie na końcówkę 34 stanu „0" wpisuje na wyjścia stany licznika MLK1. Stan „0" podany na końcówkę 33 wpisuje stany licznika MLK2. Tak więc w każdym kroku sekwencera jest odczytywany najpierw stan pamięci zapisany pod adresem określonym przez licznik MLK1, później zaś stan pamięci zapisany pod adresem określonym przez licznik MLK2.

Licznik MLK2 pracuje z opóźnieniem w stosunku do licznika MLK1. Opóźnienie to jest programowane w module MSP. Tak więc pracujący układ sekwencera cyklicznie odtwarza zaprogramowane stany klawiatury, które dekodowane w przetworniku c/s – MPAC, sterują jednym zespołem generatorów VCO. Pracujący równolegle, lecz z opóźnieniem układ pseudopogłosu odtwarza cyklicznie te same stany klawiatury, które dekodowane przez drugi przetwornik c/a sterują drugim zespołem generatorów VCO. Jeżeli opóźnienie jest małe, przy odpowiednim (identycznym) zaprogramowaniu brzmienia obydwóch zespołów generatorów VCO, uzyskuje się efekt pogłosu. Przy większych opóźnieniach otrzymać można drugą linię melodyczną.



Rys. 15.
Schemat modułu sterowania odczytem pamięci sekwencera – MM



	t_a	C_T	R_T
US10	1ms	1μ	1,5k

Rys. 16. Schemat modułu pamięci cyfrowej sekwencera – MPB

Moduł nie wymaga żadnej regulacji. Nie ma on również elementów regulacyjnych wyprowadzonych na płytę czołową.

MODUŁ PAMIĘCI CYFROWEJ – MPB

Moduł MPB składa się z: zespołu pamięci statycznej RAM o organizacji 1024×6 bitów zawierającej układy scalone US11...US16, bufora wyjściowego pamięci z układami US4...US9 oraz układów pomocniczych US1...US3 i US10. Zespół pamięci skonstruowano w oparciu o polskiej produkcji układy scalone MCY7102, wykonane technologią MOS z bramką krzemową i kanałem typu *n*.

Zakupienie tych układów scalonych może być trudne. Zamiast nich można zastosować dowolne pamięci statyczne RAM o dowolnej organizacji z tym tylko, że muszą być one przystosowane do współpracy z układami TTL. Oczywiście stosowanie innych układów pamięci będzie wymagać odpowiednich zmian układowych modułu, bądź nawet dostosowania modułów współpracujących: MM, MLK, MSP. W takim przypadku przedstawione moduły należy traktować jako wzorzec, w oparciu o który należy zaprojektować nowe układy.

Do końcówek 28...33 modułu są doprowadzone stany z modułu KEY, charakterystyczne dla naciśniętego klawisza. Stany te zapisywane są w pamięci, przez podanie stanu „1" na wejścia R/W pamięci z przerzutnika monostabilnego US10 zaopatrzonego na wejściu I_B w układ opóźniający R1, C3. Dane te są prawie jednocześnie wpisywane do bufora wyjściowego US5...US9, sterowanego przez końcówki 4 i 5 z modułu MSP. Obciążalność wyjść pamięci wynosi 1, czyli mogą one współpracować z jedną bramką TTL. Ponieważ w zastosowanym układzie jedno wyjście musi sterować dwoma wejściami D buforów wyjściowych, przeto zastosowano pośrednie bramki US1 i US2. Ponieważ bramki te odwrócą (zanegują) stany wyjściowe pamięci, stany buforów są pobierane z wyjść $\bar{Q}$ układów US5...US9, wobec czego odpowiadają one stanom wyjściowym pamięci. Wartości elementów RC użytych w przerzutniku monostabilnym US10 podano w tabelce na rysunku. Moduł nie wymaga regulacji. Żaden element nie jest wyprowadzony na płytę czołową.

MODUŁ STEROWANIA SEKWENCERA – MSP

W skład modułu MSP (rys. 17) wchodzą: układ uzależnień czasowych (US1...US3), regulowany generator przebiegu prostokątnego (US4, US6 i T1), układ wpisywania i kasowania buforów komparatorów w modułach MLK (US5) oraz układ programowania opóźnienia licznika MLK2 (US4 oraz diody D1...D10).

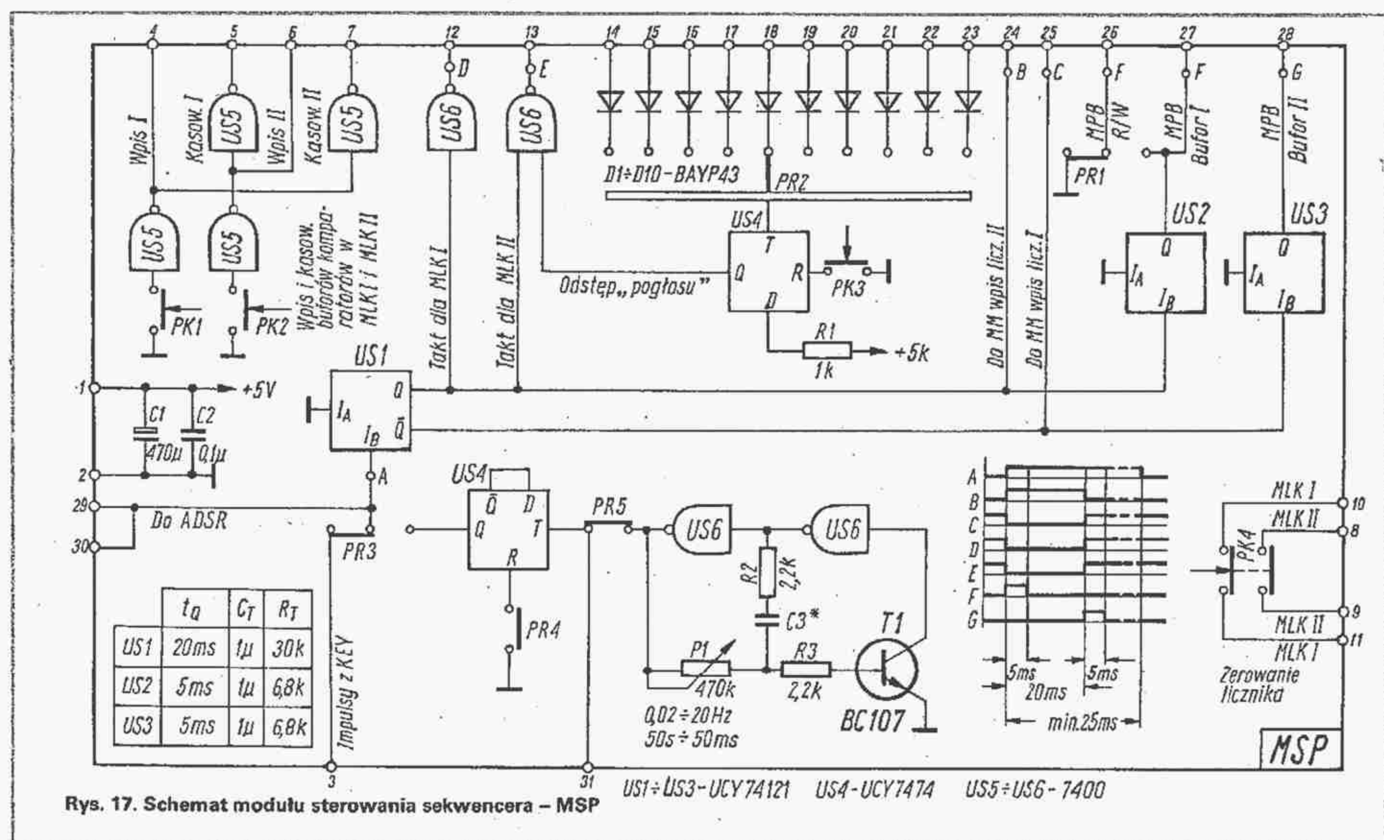
Przebiegi powstające w układzie uzależnień czasowych przedstawiono na rysunku. Przebiegi te realizują następujące czynności: narastające zbocze przebiegu F wpisuje dane do pamięci; zbocza opadające przebiegów F i G wpisują dane z pamięci do jej buforów wyjściowych; zbocza opadające przebiegów D i E taktują liczniki MLK1 i MLK2; narastające zbocza przebiegów B i C wpisują stany liczników MLK1 i MLK2 do wejść adresowych pamięci.

Opóźnienie licznika MLK2 jest programowane przełącznikiem PR2. Układ ten jest typowym układem spustowym. Współpracuje on z wyjściami A0...B2 licznika MLK1. Pojawienie się stanu „1" na diodzie włączonej przełącznikiem PR2 do wejścia taktującego T przerzutnika US4, powoduje wpisanie do jego wyjścia Q stanu z wejścia D, czyli „1". Układ przygotowywuje się do działania przez wyzerowanie wyjścia Q przyciskiem PK3. Stan „1" na wyjściu Q otwiera bramkę NAND – US6, czyli otwiera drogę dla impulsów taktujących licznik MLK2, rozpoczynając jego pracę.

Przyciskiem PK1 wpisuje się stan liczników do buforów komparatorów w modułach MLK1 i MLK2, a przyciskiem PK2 kasuje się ten wpis. Przyciskiem PK4 zeruje się jednocześnie licznik MLK1 i MLK2.

Przełącznik PR1, w momencie zwarcia nim do masy końcówki 26 modułu, zmienia rodzaj pracy pamięci sekwencera z „zapis–odczyt" na „odczyt". Przełącza się go w to położenie po dokonaniu zapisu sekwencji muzycznej w pamięci, przygotowywując sekwencer do cyklicznego odtwarzania sekwencji.

Przełącznik PR3 służy do wyboru źródła impusów sterujących układami pamięci, które to impulsy mogą pochodzić z klawiatury lub generatora. Impulsy podane do końcówek 29 i 30 modułu służą do wyzwalania układów obwiedni ADSR.



	t_Q	C_T	R_T
US1	20ms	1μ	30k
US2	5ms	1μ	6,8k
US3	5ms	1μ	6,8k

Rys. 17. Schemat modułu sterowania sekwencera – MSP

Programując sekwencer można wyzwalać układ uzależnień czasowych impulsami z klawiatury, wówczas każdy ton lub pauza wpisywana jest kolejno do „komórek" pamięci sekwencera.

Programowanie pamięci sekwencera może być wyzwalane również generatorem. Ponieważ jednak wpisywanie do pamięci następuje w momencie pojawienia się stanu „1" na końcówce 26 modułu, to stany wyjść klawiatury (właściwie modułu KEY) są „poszatkowane" przez impulsy z generatora. To powoduje, że dokładność pojawiania się i zanikania tonu i pauzy jest uzależniona od okresu drgań generatora i wynosi 50 ms...50 s. Oczywiście im krótszy jest okres drgań, tym dokładniejszy jest zapis, ale krótszy czas zapisu sekwencera. Jako przykład można podać, że pamięć wpisywana generatorem pracującym z częstotliwością 20 Hz zmieści sekwencję o czasie trwania około 50 sekund, a dokładność zapisu wynosi wówczas 50 ms.

Przełącznik PR4 odcina generator od układu nie zatrzymując jego pracy. Przełącznik PR5 odcina układ generatora od przerzutnika US4. Generator daje na wyjściu przebieg o charakterze impulsów „jedynkowych" o jednakowej szerokości przy zmiennym odstępie między impulsami. Przebieg ten wykorzystuje się do synchronizacji sekwencera z magnetofonem, na którym jest dokonywany zapis melodii. Jedną z niewykorzystanych początkowo ścieżek taśmy magnetofonowej przeznacza się na równoległy z pierwszym nagraniem zapis impulsów generatora. Przy kolejnym zapisywaniu ścieżek sekwencer wyzwala się impulsem ze ścieżki taśmy magnetofonowej; wówczas należy odłączyć przełącznikiem PR5 generator. Ponieważ przerzutnik US4 musi być wyzwalany impulsami TTL, konieczny jest układ zmieniający analogowy charakter magnetofonowego zapisu wyzwalającego na impuls TTL. Układ ten należy wykonywać indywidualnie do posiadanego magnetofonu. Ścieżka taśmy magnetofonowej z nagranymi impulsami może być wykorzystana do ostatniego „dogrania", gdy nie wykorzystuje się już sekwencera.

Moduł nie wymaga żadnej regulacji. Wartości elementów RC współpracujących z przerzutnikami monostabilnymi US1...US3 podane są w tabelce na rys. 17.

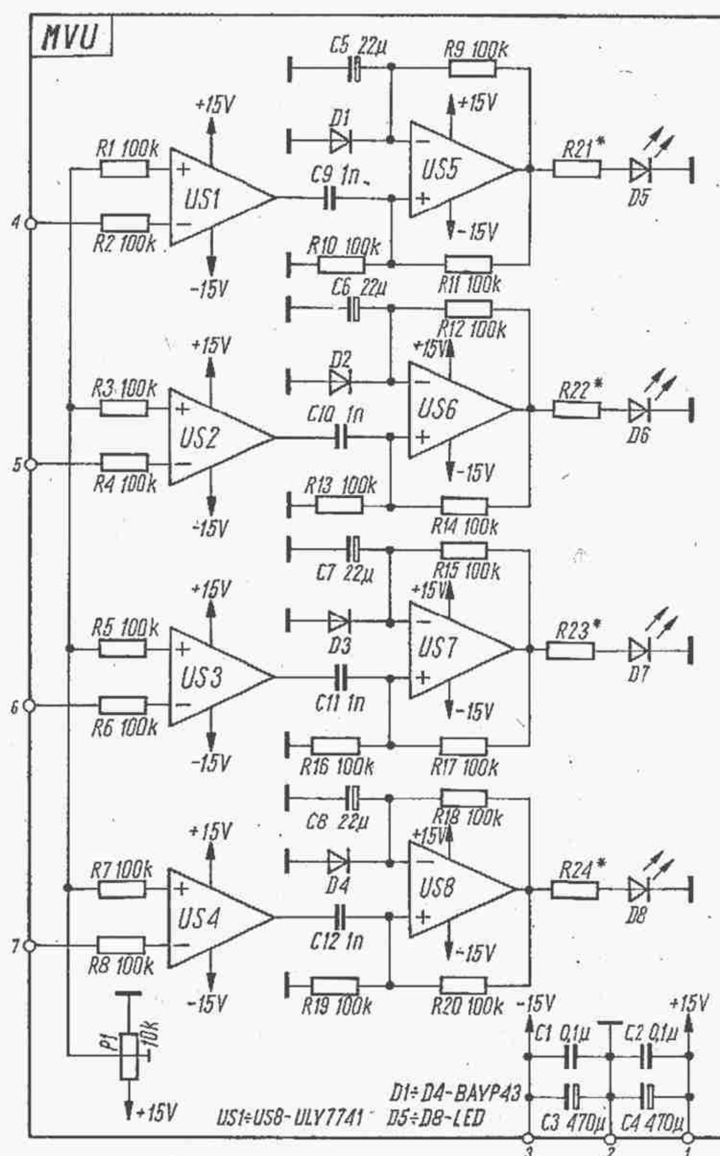
Na płytę czołową bloku BNS wyprowadzono przyciski PK1...PK4, przełączniki PR1...PR5 oraz potencjometr P1.

MODUŁ WSKAŹNIKA NAPIĘĆ SZCZYTOWYCH – MVU

W skład modułu MVU (rys. 18) wchodzą cztery jednakowe układy wskaźników. Działanie wskaźnika zostanie rozpatrzone na przykładzie układu połączonego z końcówką 4 modułu. Wzmacniacz operacyjny US1 spełnia funkcję dyskryminatora progowego, a wzmacniacz US5 funkcję przerzutnika monostabilnego (monoflopu). Do wejścia nieodwracającego układu US1 doprowadzono z suwaka potencjometru P1 napięcie odniesienia. Do wejścia odwracającego układu US1 jest doprowadzony mierzony przebieg. W momencie, gdy wartość szczytowa tego przebiegu przekroczy wartość napięcia odniesienia, nastąpi zmiana stanu wyjścia dyskryminatora progowego i przez kondensator C9 podany zostanie impuls wyzwalający do przerzutnika US5. Na wyjściu wzmacniacza US5 pojawi się na okres około 1,5 s napięcie dodatnie, powodujące zaświecenie się diody elektroluminescencyjnej D5. Czas świecenia diody zależy od wartości rezystora R9 i kondensatora C5.

Regulacja modułu sprowadza się do takiego ustawienia potencjometru P1, aby napięcie odniesienia doprowadzane do dyskryminatorów progowych wynosiło 700 mV. Przy tej wartości maksymalna amplituda mierzonego przebiegu może wynosić około 1,4 V. Powyżej tej wartości świecą się diody elektroluminescencyjne. Należy również tak dobrać rezystory R21...R24, aby diody D5...D8 nie uległy uszkodzeniu.

Na płycie czołowej modułu znajdują się tylko diody D5...D8.



Rys. 18. Schemat modułu wskaźnika napięć szczytowych – MVU

MODUŁ FILTRA DOLNOPRZEPUSTOWEGO LPF I GÓRNOPRZEPUSTOWEGO – HPF

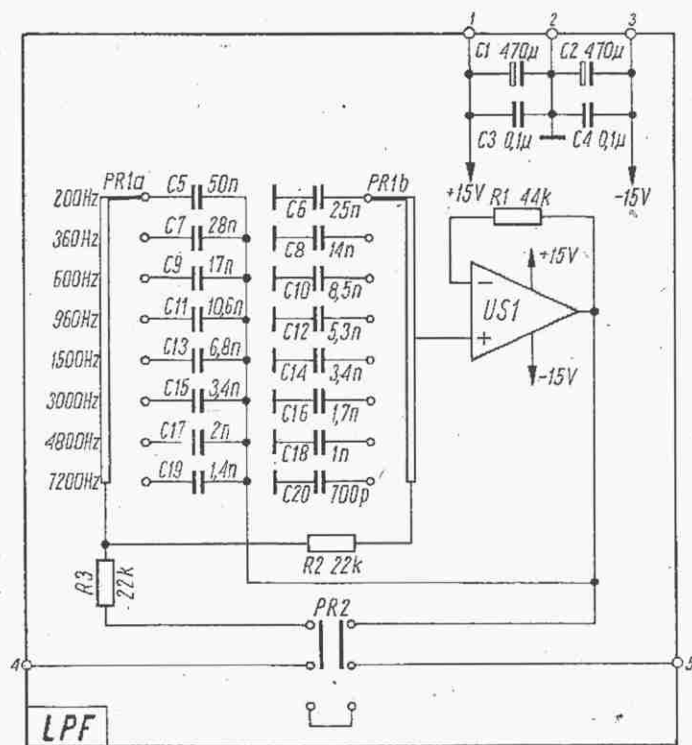
Układy filtrów użyte w modułach LPF i HPF (rys. 19 i 20) są określane w literaturze fachowej mianem filtrów drugiego rzędu o charakterystyce Butterwortha. Wzmocnienie filtrów w pasmach przepustowych jest równe 1. Na rysunkach 19 i 20 przedstawiono wzory i wykresy charakteryzujące zastosowane filtry.

Przełączniki PR1 służą do zmiany częstotliwości f_0 danego filtru. Przełączniki PR2 służą do włączania filtrów w tory akustyczne syntezatora. Przy montażu modułów należy bardzo starannie dobrać wartości R i C, bowiem od tego zależy prawidłowość charakterystyk filtrów.

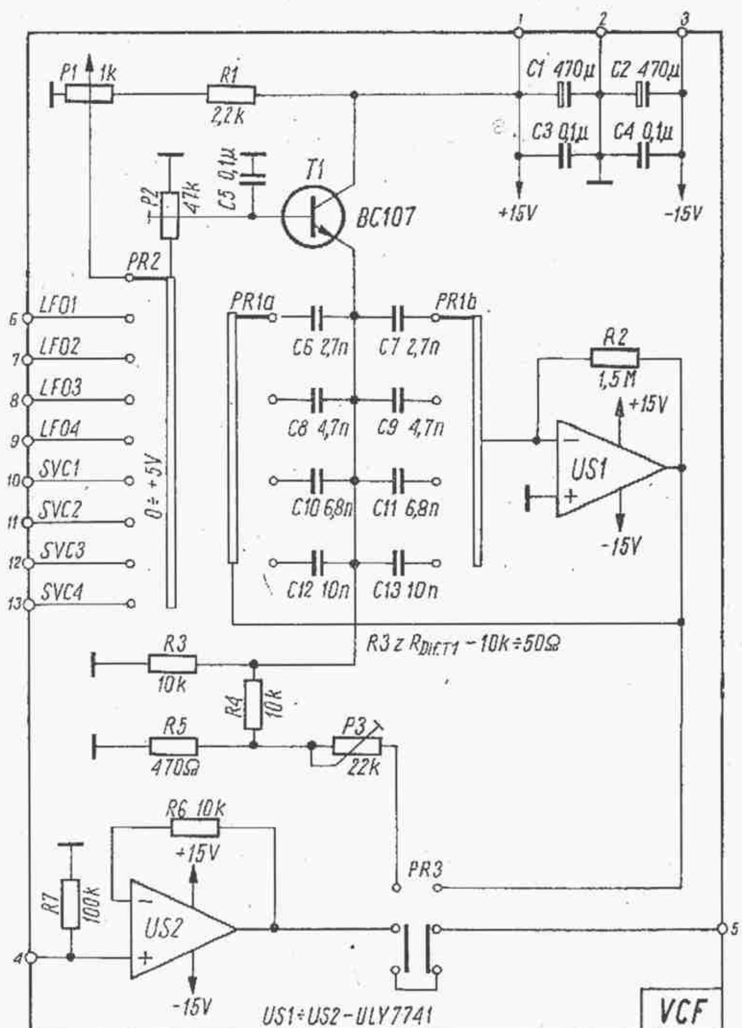
Na płytach czołowych modułów znajdują się przełączniki PR1 i PR2.

MODUŁ FILTRA STEROWANEGO NAPIĘCIEM – VCF

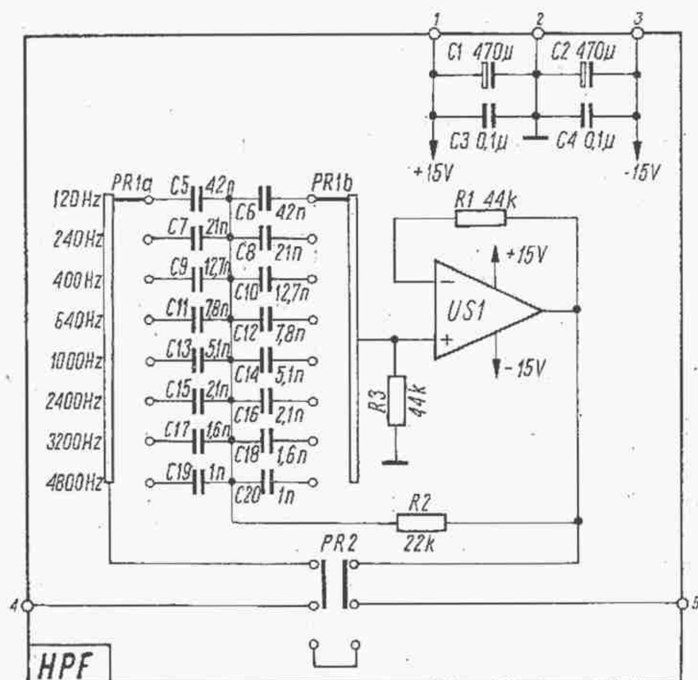
Moduł VCF (rys. 21) składa się z wtórnika napięciowego US2 oraz układu pasmowo-przepustowego filtra aktywnego US1. Na rysunku podane są wzory i wykresy, za pomocą których można przeanalizować pracę filtra przy różnych wartościach pojemności C (C6...C13) i zmiennej rezystancji R (rezystancja równoległego połączenia R3 i $R_{dif.T1}$). Rezystancja $R_{dif.T1}$ jest uzależniona od wartości napięcia doprowadzonego z przełącznika PR2 do bazy tranzystora T1. Przełączniki PR1a i PR1b służą



Rys. 19. Schemat modułu filtra dolnoprzepustowego – LPF



Rys. 21. Schemat modułu filtra sterowanego napięciem – VCF



Rys. 20. Schemat modułu filtra górnoprzepustowego – HPF

do przełączania charakterystyki filtra. Przy większych pojemnościach filtr pracuje na mniejszych częstotliwościach i odwrotnie. Potencjometr P1 służy do ręcznego sterowania filtra. Przełącznikiem PR3 włącza się filtr do toru akustycznego syntezatora.

Wtórnik napięciowy US2 służy do zmniejszenia wartości impedancji wyjściowej bloku BPA, co jest konieczne dla prawidłowej współpracy z filtrem pasmowoprzepustowym, jak i dalszymi układami włączanymi w tor akustyczny. Wtórnik napięciowy umieszczono w module VCF, ponieważ moduł ten jest pierwszym w bloku BRD.

Uruchomienie modułu należy rozpocząć od takiego ustawienia wartości rezystora nastawnego P3, aby wzmocnienie dla częstotliwości f_0 wynosiło 1. Następnie należy tak ustawić suwak potencjometru P2, aby zmiana napięcia doprowadzonego do przełącznika PR2 w przedziale 0...+5 V powodowała stopniowe wysterowanie tranzystora T1, aż do pełnego jego otwarcia.

Na płytę czołową modułu jest wprowadzony potencjometr P1 oraz przełączniki PR1...PR3. (Dc. w następnym nrze)

mgr inż. ANDRZEJ JANECZEK SP7AHT

Modernizacja minitransceivera „Bartek"

W czasie, który upłynął od opublikowania w nrze 4–5/82 „Re" opisu popularnego urządzenia nadawczo-odbiorczego dla początkujących krótkofalowców, autor wprowadził kilka istotnych zmian mających na celu poprawę ogólnych parametrów urządzenia. Zakres pracy minitransceivera został rozszerzony o emisję telegraficzną (CW) oraz możliwość odbioru i nadawania w pasmie 20 m (14 MHz).

TELEGRAFIA

Na rysunku 1 przedstawiono schemat generatora sinusoidalnego 1,8 kHz z tranzystorem BC107 oraz układ manipulacji (BK) z tranzystorem BC177. Przy pierwszym naciśnięciu klucza układ manipulacji przełącza urządzenie na nadawanie, a po zwolnieniu klucza, po około 0,3 s. przełącza na odbiór. Stała czasu zależy od pojemności kondensatora elektrolitycznego w obwodzie bazy tranzystora BC177 oraz od indukcyjności uzwojeń przekaźnika. Bardzo ważny jest dobór rezystora oznaczonego gwiazdką (10 kΩ), doprowadzającego sygnał 1,8 kHz w miejsce mikrofonu M, gdyż od poziomu sygnału zależy jakość tonu telegraficznego.

RIT

Podczas pracy Cw szczególnie potrzebne jest odstrojenie częstotliwości VFO podczas odbioru w stronę mniejszych lub większych częstotliwości o kilka kHz od częstotliwości nadawania. Układy realizujące tę możliwość (RIT) zawierają najczęściej różnego typu przekaźniki. Układ z rys. 2 zawiera przełącznik z diodami przełączany napięciem. Podczas nadawania pojemność diody pojemnościowej jest ustalana przez dzielnik oporowy złożony z dwóch rezystorów 4,7 kΩ, natomiast podczas odbioru pojemność diody jest zmieniana potencjometrem 10 kΩ. Kondensator oznaczony gwiazdką, oddziela obwód polaryzacji diody pojemnościowej od obwodu przestrajanego, a od jego wartości zależy zakres zmian częstotliwości VFO. W układzie tym nie przewidziano możliwości wyłączenia RIT. Z tego powodu na płycie czołowej transceivera należy wyznaczyć punkt, w którym występuje zgodność częstotliwości nadawania i odbioru.

PASMO 20 m

Ponieważ w pasmie 80 m następuje automatyczne odwrócenie wstęgi w stopniu przemiany, zmiana filtrów pasmowych F1 i F2 (bez zmiany częstotliwości BFO) umożliwia uzyskanie pasma 20 m o właściwej wstędze. Aby zakres przestrajania VFO pozostał taki sam przy zmianie pasma, zastosowano filtr kwarcowy o częstotliwości 5,2 MHz. Spowodowało to oczywiście konieczność zmiany częstotliwości kwarcu BFO oraz zmniejszenie pojemności kondensatora dołączonego do cewki L1 tak, aby dawał rezonans na częstotliwości środkowej filtru XF; przestrojono za pomocą rdzenia cewkę L2, aby VFO pracowało w zakresie 8,7... 9,15 MHz.

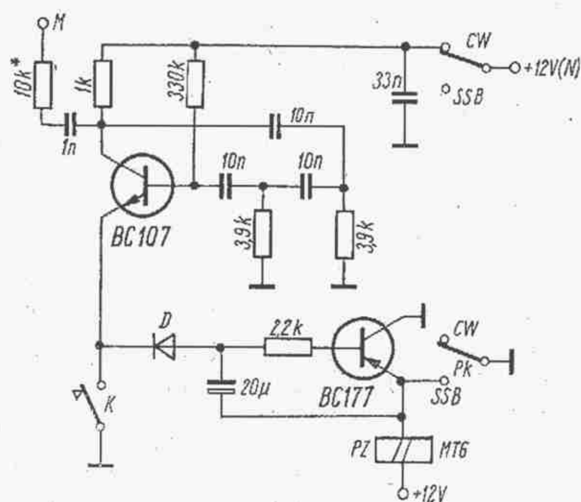
Na rysunku 3 przedstawiono najprostszy sposób zmiany częstotliwości filtrów pasmowych F1 i F2.

Zmiana częstotliwości obwodów rezonansowych polega na dołączaniu kondensatorów 430 pF dla pasma 80 m za pomocą pojedynczych kontaktronów.

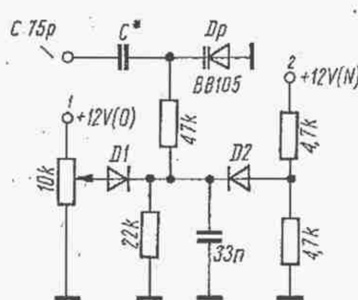
Podczas pracy w pasmie 20 m kondensatory są odłączone, a obwody pracują w rezonansie z pojemnościami trymerów i pojemnościami montażowymi. Pojemność sprzęgającą kondensatora Cs zmniejszono do wartości 4,7 pF. Rozwiązanie takie, mimo pewnych trudności w zestrojeniu, jest możliwe do realizacji, jednak jest to układ kompromisowy.

Przy współpracy transceivera z lampowym wzmacniaczem liniowym wskazane jest przyłączenie wejścia odbiornika do pierwszego kondensatora Π filtru stopnia wyjściowego przez kondensator o małej pojemności i odpowiednio dużym napięciu pracy. Podczas nadawania kondensator od strony odbiornika powinien być zwierany do masy. Nie obciążony obwód wyjściowy stopnia mocy ma dużą dobroć i dodatkowo osłabia niepożądane częstotliwości na wejściu odbiornika, jak również zwiększa poziom sygnału użytecznego.

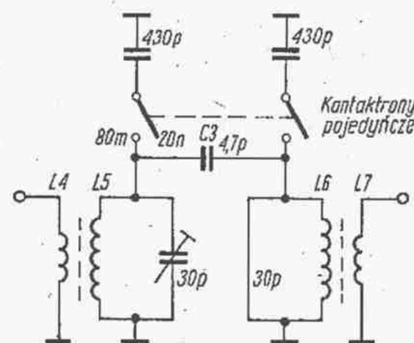
Dodanie pasma 20 m powoduje wymianę tranzystora stopnia końcowego BUY52 na BD254 lub innego o większej f_T i odpowiedniej mocy, z niewielkim radiatorem z blachy aluminiowej oraz usunięcie pojemności 420 pF przy cewce L3. Tak wykonany stopień końcowy pracuje szerokopasmowo w pasmie 80 m i 20 m. Cewkę L3 nawinięto na pierścieniu ferrytowym, dzięki czemu nie wymaga ona ekranowania.



Rys. 1. Schemat generatora telegraficznego z układem BK
D – dowolna dioda krzemowa, K – klucz telegraficzny, Pk – przycisk przy mikrofonie



Rys. 2. Schemat układu RIT
D1, D2 – BAP794
(dowolne diody krzemowe)



Rys. 3. Schemat układu zmodernizowanych filtrów pasmowych F1 i F2

MONTAŻ I URUCHOMIENIE

Proponowane usprawnienia nie wymagają zmiany głównej płytki montażowej minitransceivera. Płytkę generatora CW/BK, przedstawioną na rys. 4, zamontowano w pobliżu układu scalonego US1.

Stałą czasu należy ustalić przez dobór pojemności opóźniającej w obwodzie bazy tranzystora BC177 (20 µF), zaś wartość rezystora sprzęgającego (10 kΩ) należy dobrać kierując się czystością tonu telegraficznego.

W rozwiązaniu modelowym zrezygnowano z przełącznika CW/SSB zastępując go przez odpowiednie połączenie zestyków złącza mikrofonowego, przez które doprowadzane jest napięcie +12 V. Napięcie to jest włączane do generatora akustycznego z tranzystorem BC107 z chwilą włożenia wtyku do gniazda.

Płytkę RIT (rys. 5) przymocowano w pobliżu kondensatora strojeniowego VFO w celu skrócenia do minimum połączenia z kondensatorem sprzęgającym oznaczonym gwiazdką. Wartość tego kondensatora (w rozwiązaniu modelowym 4,7 pF) należy dobrać tak, aby uzyskać zakres przestrajania VFO o około ±2 kHz.

Dodanie pasma 20 m zmusza do wymiany filtrów pasmowych F1 i F2, w miejsce których instaluje się dodatkowe płytki montażowe (rys. 6 i 7). Płytki te po zmontowaniu, umieszcza się nad płytą montażową przez połączenie odpowiednich punktów poprzednich filtrów odcinkami drutu srebrzonego Ø 1 mm.

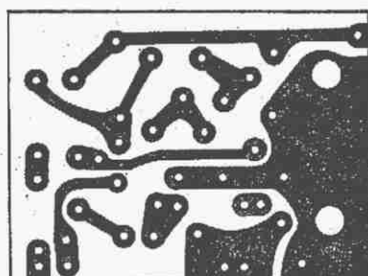
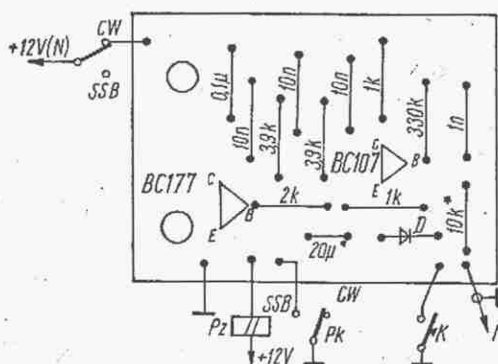
Zastosowane przekaźniki kontaktronowe zostały wykonane przez nawinięcie na szklanej rurce kontaktronu 500 zwojów drutu DNE 0,1. Na płytkach zostały one zmontowane w pozycji pionowej. Uzwojenia na obu płytkach są połączone szeregowo i zabezpieczone klejem styrofleksowym. Na przekaźniki założono ekrany z folii miedzianej, którą połączono z masą.

Napięcie zasilające +12 V potrzebne do zamknięcia zestyków kontaktronów w pasmie 80 m jest przełączane przełącznikiem typu Isostat, który jednocześnie przełącza obwody rezonansowe wzmacniacza w.cz. odbiornika (rys. 8). Obwody rezonansowe w tym wzmacniaczu są konieczne ze względu na brak selektywnego działania obwodu wyjściowego tranzystora BD254.

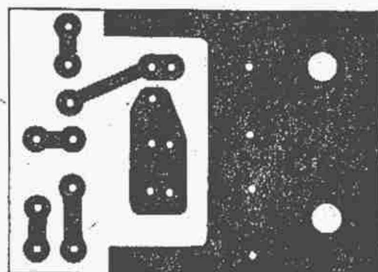
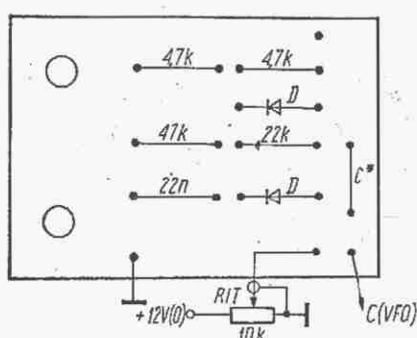
Obwód wyjściowy tego tranzystora, jak już wspomniano, pracuje szerokopasmowo. Został on wykonany przez nawinięcie na dwuotworowym rdzeniu symetryzatora antenowego TV 15 zwojów drutu DNEJ Ø 0,3 mm. Odczep kolektorowy został dobrany na maksymalną moc wyjściową stopnia mocy. Tak wykonany wzmacniacz mocy w rozwiązaniu modelowym oddawał ok. 30% mniejszą moc w pasmie 20 m w porównaniu z pasmem 80 m (ze względu na mniejsze wzmocnienie tranzystorów BC211 i BD254 przy 14 MHz).

Płytka wzmacniacza w.cz. odbiornika została przymocowana łącznie z przełącznikiem Isostat (rys. 9) do przedniej ścianki minitransceivera obok tłumika P2.

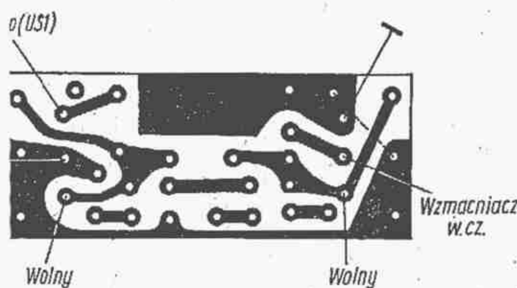
Obwody rezonansowe filtrów F1 i F2 oraz obwody wejściowe wzmacniacza w.cz. nawinięto na rdzeniach toroidalnych uzyskanych z oszlifowanych kubków ferrytowych filtrów pośr. cz. 10,7 MHz i zawierają w rozwiązaniu modelowym odpowiednio: L5, L6, L8, L9 – 26 zwojów drutu DNEJ Ø0,3 mm (4,2 µH); L4, L7, L10, L14 – 4 zwoje DNEJ Ø 0,3 mm; L13 – 35 zwojów DNEJ Ø 0,2 mm (6 µH); L11 – 12 zwojów DNEJ Ø 0,4 mm (1,1 µH); L12 – 2 zwoje DNEJ Ø 0,4 mm.

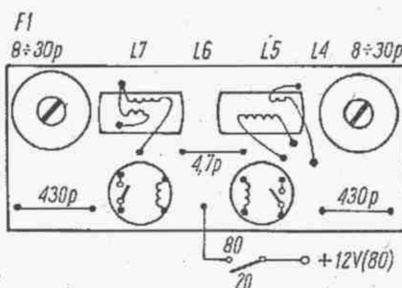



Rys. 4. Płytka montażowa generatora akustycznego i układu BK z rozmieszczeniem elementów

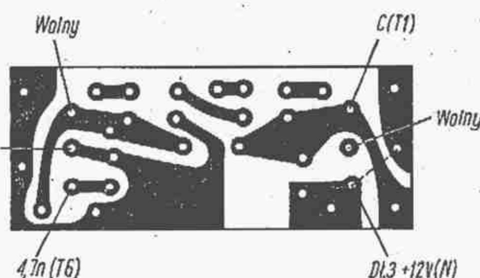



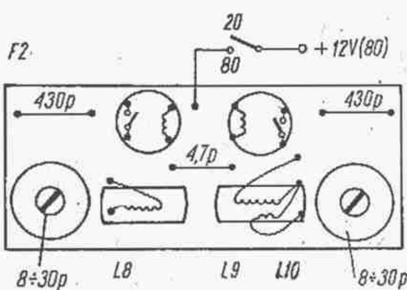
Rys. 5. Płytka montażowa układu RIT z rozmieszczeniem elementów





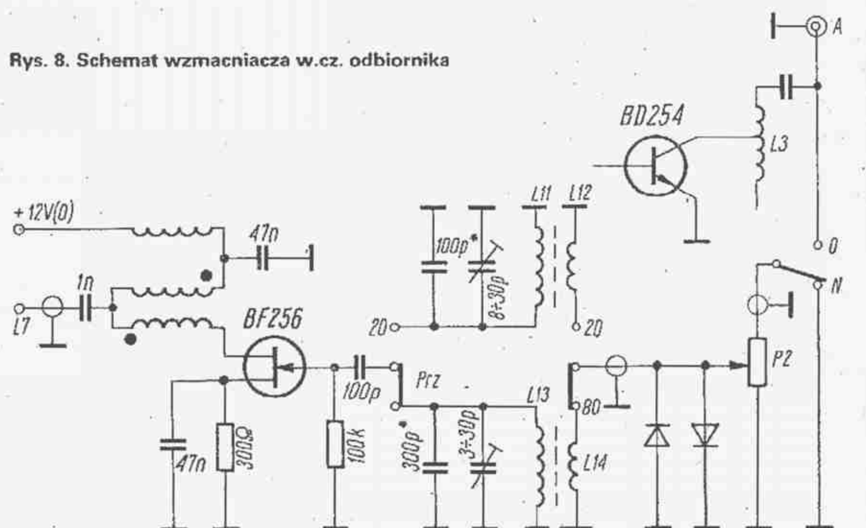
Rys. 6. Płytka montażowa filtru pasmowego F1 z rozmieszczeniem elementów



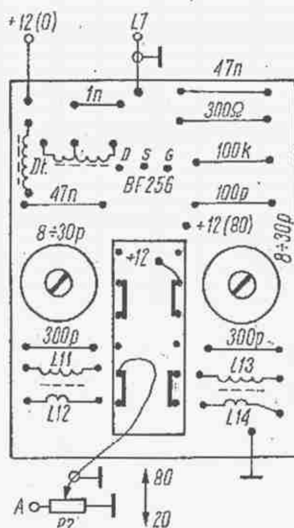


Rys. 7. Płytka montażowa filtru pasmowego F2 z rozmieszczeniem elementów

Rys. 8. Schemat wzmacniacza w.cz. odbiornika







Rys. 9. Płytka montażowa wzmacniacza w.cz. odbiornika z rozmieszczeniem elementów

Przy strojeniu obwodów rezonansowych trymerami 30 pF (rys. 8) w przypadku dużego spadku wzmocnienia na krańcach pasma należy obniżyć dobroć Q obwodu rezystorem dobranym w ten sposób, aby uzyskać możliwie równe wzmocnienie w całym pasmie. Takie obniżenie dobroci spowoduje spadek wzmocnienia, dlatego należy ustalić rozsądny kompromis między szerokością przenoszonego pasma a wzmocnieniem.

Rysunki wszystkich płytek montażowych wykonane są w skali 1:1.

Bardziej doświadczeni konstruktorzy mogą oczywiście wykonać nową płytkę montażową minitransceivera z uwzględnieniem wszystkich proponowanych usprawnień i zmian.

Na zakończenie należy nadmienić, że do opisu konstrukcji minitransceivera w nrze 4–5/82 wkradły się drobne błędy:

- na rysunku 3 rezystor w dwójniku RC dołączony do wyprowadzenia 12 układu scalonego US3 powinien mieć wartość 1 Ω, a nie 1 kΩ,
- na tym samym rysunku, na skrzyżowaniu dwóch przewodów +12 V (N) zasilania wzmacniaczy z tranzystorami T1, T6 i T7 – brak kropki,
- na rysunku 13 zostały zamienione miejscami i odwrócone o 180° układy filtrów F1 i F2. Tranzystor T1 pracujący w układzie stabilizatora napięcia BFO powinien mieć oznaczenie T3. Rezystory 6,8 kΩ i 470 Ω dzielnika bazowego tranzystora T6, należy zamienić miejscami.

Za błędy te przepraszają Czytelników autor i redakcja.

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

OBWODY DRUKOWANE – Mirosław Mika. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1983. Wyd. 1. Nakład 7200 egz., str. 320, cena zł 130.–
W książce omówione są zagadnienia dotyczące projektowania, produkcji i oceny płytek drukowanych. Płytki drukowane jednowarstwowe, dwuwarstwowe i wielowarstwowe. Laminaty. Metody wytwarzania obwodów drukowanych. Systemy projektowania. Dane wymiarowe i wytrzymałościowe. Urządzenia technologiczne. Chemikalia. Wpływ na środowisko. Ocena jakości. Uzupełnieniem książki są: normy krajowe, branżowe, zakładowe oraz inne dokumenty określające własności i metodykę badania obwodów drukowanych, wykaz krajowych producentów płytek drukowanych oraz słowniczek angielsko-polski.
Książka jest przeznaczona dla inżynierów-konstruktorów i technologów sprzętu elektronicznego.

WYBRANE UKŁADY Z TECHNIKI CYFROWEJ – J. Turczyński, R. Maksymowicz, B. Malec, J. Ponikiewicz. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1983. Wyd. I, str. 188, nakład 10 000 egz., cena zł 120.
Książka rozpoczyna serię „Układy i systemy cyfrowe". Poświęcona jest pewnym nietypowym zastosowaniom układów cyfrowych. Przedstawiono w niej multipleksowe układy kombinacyjne, wskaźnikowe układy do zobrazowań alfanumerycznych, transkodery kodu wskaźnika 7-segmentowego na kod BCD, syntezatory częstotliwości, kodery i dekodery kodów cyklicznych, rekurencyjnych i literowanych, układy synchronizacji elementowej i blokowej w synchronicznych systemach pakietowej transmisji danych cyfrowych.
Książka jest przeznaczona dla inżynierów projektujących bloki funkcjonalne i systemy cyfrowe oraz dla studentów szkół technicznych odpowiednich kierunków.

SCHEMATY URZĄDZEŃ RADIOELEKTRONICZNYCH

Gramofon stereofoniczny DANIEL G-1100fs – Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1982. Wyd. I, nakład 14 200 egz., cena zł 30.
Podstawowe dane techniczne. Opis układu elektrycznego, budowy i działania gramofonu, demontażu mechanizmów, regulacji i konserwacji gramofonu. Wykaz podzespołów i części mechanicznych. Schemat ideowy, rysunki płytek drukowanych oraz elementów funkcjonalnych.

Wzmacniacze stereofoniczne typu WS-303 i WS-503 – Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1982. Wyd. I, nakład 8200 egz., cena zł 35.
Podstawowe dane techniczne. Opis budowy i działania wzmacniaczy, elementów funkcjonalnych, regulacji. Wykaz ważniejszych podzespołów. Schemat ideowy, płytki montażowe oraz rysunki mechaniczne.

Redakcja nie zajmuje się sprzedażą i wysyłką książek.

Magnetofon stereofoniczny M551S FINEZJA Hi-Fi

Magnetofon M551S, produkowany w Zakładach Wytwórczych Magnetofonów w Lubartowie, jest wysokiej klasy sieciowym magnetofonem stereofonicznym, przeznaczonym do zapisywania i odczytywania sygnałów fonicznych przy użyciu kaset typu Compact z taśmą żelazową (Fe_2O_3) lub chromową (CrO_2). Może być także wykorzystywany jako wzmacniacz mocy współpracujący z innymi urządzeniami.

Magnetofon M551S charakteryzuje się dobrymi parametrami elektrycznymi, ma estetyczny wygląd zewnętrzny oraz szereg właściwości, które czynią z niego sprzęt o dużych walorach użytkowych.

Jest wyposażony między innymi w:

- układy regulacji szumów RS i DNL,
- nowoczesny układ automatycznej regulacji poziomu zapisu,
- układ auto-stop,
- automatyczne przystosowanie magnetofonu do pracy z taśmą chromową lub żelazową.

Walory użytkowe zwiększa ponadto wyposażenie magnetofonu w: wejście mikrofonowe (przystosowane do dołączenia mikrofonu stereofonicznego lub dwóch mikrofonów monofonicznych), wskaźniki poziomu wysterowania działające przy zapisywaniu i odczytywaniu, gniazda wejściowe umożliwiające dołączenie tunera, innego magnetofonu oraz gramofonu (z wkładką piezoelektryczną), a także wyjście słuchawkowe.

Schemat magnetofonu przedstawiono na str. 24, 25, 26 i 27 (opis i schemat pierwszej wersji magnetofonów „Finezja" był zamieszczony w nrze 6/80).

Dane techniczne

Zasilanie:	220 V, 50 Hz
Znamionowa moc wyjściowa:	2×5 W, R_{obc} = 2×8 Ω, h≤5%
Charakterystyki przenoszenia przy wyłączonych układach RS i DNL:	
– zapis-odczyt przy taśmie Fe_2O_3 i CrO_2	40...12 500 Hz
– przy odczytywaniu i przy taśmie Fe_2O_3	40...10 000 Hz
– przy odczytywaniu i przy taśmie CrO_2	40...12 500 Hz
Nierównomierność charakterystyki przy odczytywaniu:	≤1,5 dB
Niezgodność charakterystyk zapis-odczyt:	≤4,0 dB
Skuteczność kasowania:	≤65 dB
Odstęp od zakłóceń ważony zapis-odczyt:	
– RS i DNL wyłączone	≥53 dB (Fe_2O_3), ≥54 dB (CrO_2)
– RS włączone	≥56 dB (przy obu taśmach)
– DNL włączone	≥54 dB (Fe_2O_3), ≥56 dB (CrO_2)
Tłumienie przeniku stereofonicznego:	≥26 dB
Czas zwalniania automatyki:	60...180 s
Odchyłki prędkości przesuwu:	≤±2%
Nierównomierność przesuwu:	≤±0,3%
Wejścia:	
– radio, tuner (prądowe)	0,1...20 µA
– gramofon, magnetofon (napięciowe)	0,1...20 V, 1 MΩ
– mikrofon	0,3...60 mV, 4,7 kΩ
Wyjścia:	
– słuchawkowe	0...3,5 V, 400 Ω
– napięciowe	700 mV, 4,7 kΩ
Wymiary:	420×250×90 mm
Masa:	ok. 4, 5 kg

Sygnał z głowicy uniwersalnej podczas odczytywania jest doprowadzany przez przełącznik zapis-odczyt do bazy tranzystora T102, pracującego w układzie wzmacniacza korekcyjnego o małych szumach.

Elementy R107, C107 mają za zadanie odfiltrowanie wszystkich zbędnych sygnałów w.cz., pochodzących szczególnie od pracujących w pobliżu nadajników TV.

Kształt charakterystyki przenoszenia w zakresie małych częstotliwości zapewniają elementy R109 i C108, a w zakresie większych – elementy C108 i R111. Zmniejszenie stałej czasu korekcji większych częstotliwości przy taśmie chromowej jest realizowane przez bocznikowanie rezystora R111 rezystorem R112. Rezystor R112 jest dołączany przez tranzystor T103, pełniący funkcję klucza (do jego bazy, dzięki specjalnemu wycięciu w tylnej ściance kasety z taśmą chromową, jest doprowadzane napięcie +26 V przez włącznik „Cr"). Rezystor nastawny RN101 umożliwia ustalenie odpowiedniego wzmocnienia wzmacniacza.

Sygnał z wyjścia wzmacniacza korekcyjnego jest doprowadzany do wzmacniacza liniowego pracującego z tranzystorami T106 i T107. Na wyjściu wzmacniacza liniowego znajduje się filtr aktywny tłumiący częstotliwości powyżej 14 kHz, zrealizowany z tranzystorem T109.

Układ redukcji szumów DNL zrealizowany z tranzystorami T501...T505 redukuje szumy niezależnie od ich pochodzenia. Jest on sterowany sygnałem pobieranym z filtru aktywnego. Sygnał po wzmocnieniu w pierwszym stopniu jest doprowadzany przez rezystor R519 do bazy tranzystora T505 oraz przez kondensator C502 do filtru górnoprzepustowego, pracującego z tranzystorami T502 i T503, przenoszącego częstotliwości powyżej 4,5 kHz. Ten drugi tor sygnału, składający się z filtru górnoprzepustowego oraz wzmacniacza pracującego z tranzystorem T504 i układu diodowego o zmiennej rezystancji zależnej od poziomu sygnału, działa po wciśnięciu klawisza „DNL". W przypadku włączenia więc układu DNL, do bazy tranzystora T505 są doprowadzane dwa sygnały (w przeciwfazie i o różnym poziomie składowych o różnych częstotliwościach). Po ich zsumowaniu w stopniu zrealizowanym z tranzystorem T505 uzyskuje się założoną redukcję szumów.

Jeżeli sygnał był zapisany przy włączonym układzie redukcji zakłóceń RS, układ ten powinien być włączony i przy odczytywaniu. Wciśnięcie klawisza RS przy odczytywaniu powoduje włączenie filtru złożonego z elementów R133, R134 i C114, który obniża poziom wysokich tonów o –7 dB przy 10 kHz (w takim samym stopniu, w jakim podczas zapisu zostały „podbite" większe częstotliwości). Subiektywnie odczuwalny spadek poziomu szumów przy włączonym układzie RS wynosi około 6 dB. Redukcja zakłóceń nie obejmuje sygnałów niepożądanych, zawartych w sygnale wejściowym.

Układ regulacji barwy dźwięku jest sterowany z wtórnika emiterowego pracującego z tranzystorem T1101, na wejściu którego znajduje się potencjometr siły dźwięku P6. Potencjo-

Napięcia zmienne
1 zapis
odczyt

Napięcia stałe
zapis
odczyt

Zapis ←→ Odczyt

2 — · — · — Obrys płytek drukowanych

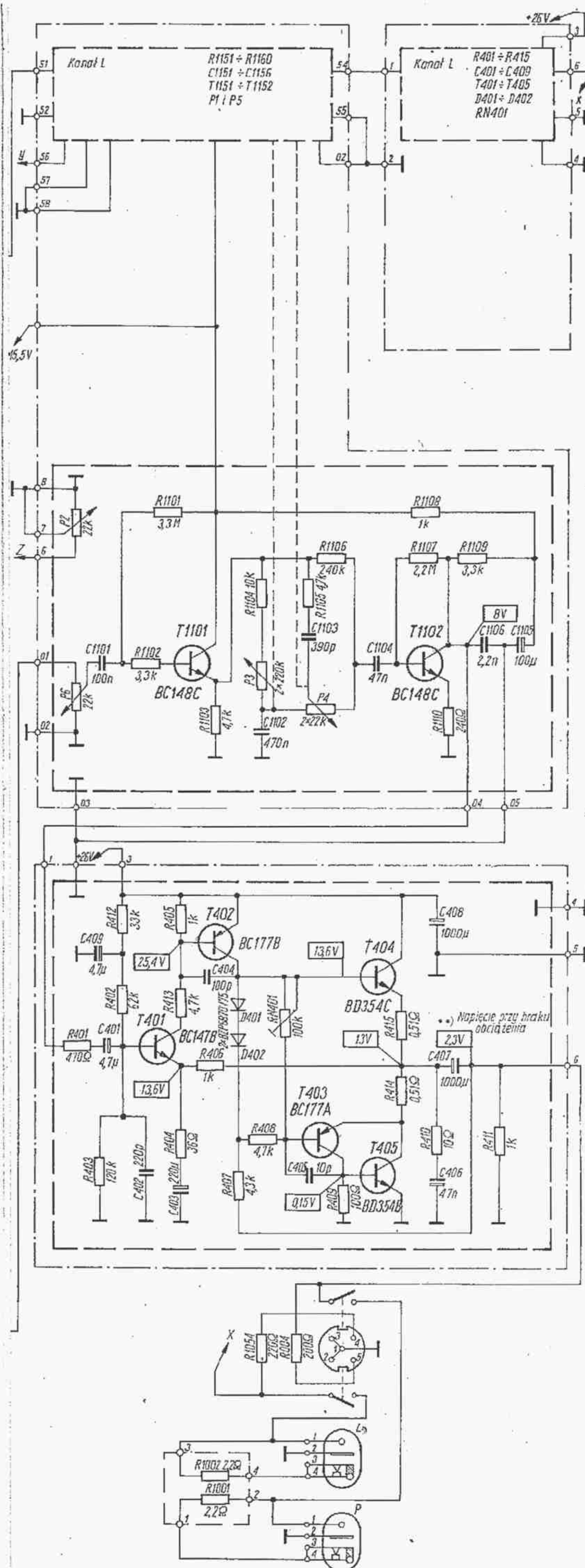
3 — — — — Obrys fragmentów jednakowych w obu kanałach (w L i P)

4 Magnetofon w poz. odczyt

5 Wejścia zapisu AUT, DNL, RS wyłączone



Schemat magnetofonu M551S „Finezja 3" Hi-Fi *(cd. na str. 26 i 27)*



metry P3 i P4 służą do regulacji poziomu, odpowiednio „basów" i „sopranów".

Kondensator C1106 powoduje tłumienie częstotliwości większych od częstotliwości mieszczących się w paśmie akustycznym w celu zapobieżenia pasożytniczym sprzężeniom zwrotnym. Kondensator C1105 likwiduje zaś różnice napięć między masą płytki zawierającej układy barwy dźwięku i masą płytki wzmacniacza mocy. Zapobiega to przedostawaniu się do wejścia wzmacniacza mocy napięć zmiennych powstających na rezystancjach przewodów w obwodach wzmacniacza mocy przy przepływie dużych prądów.

Wzmacniacz mocy pracuje z tranzystorami T401...T405. Na wejściu wzmacniacza znajduje się filtr złożony z elementów R401, C402, który zapobiega przedostawaniu się do wzmacniacza niepożądanych sygnałów w.cz. Kondensatory C404 i C405 zwiększają stabilność i zapobiegają wzbudzaniu się wzmacniacza. Diody D401 i D402 zapewniają stabilizację termiczną. Rezystor R413 zabezpiecza tranzystor T402 przed uszkodzeniem w razie znacznego przesterowania wzmacniacza. Układ złożony z tranzystorów T403 i T405 wraz z rezystorami R408 i R409 pracuje jak tranzystor p-n-p o „załamanej" charakterystyce i dużym wzmocnieniu. Dzięki temu uzyskano znaczne ograniczenie prądu spoczynkowego stopnia końcowego. Punkt pracy tego stopnia jest ustalany za pomocą rezystora nastawnego RN401.

Rezystory R414 i R415 zabezpieczają tranzystory mocy przed uszkodzeniem w razie krótkotrwałych zwarć wyjścia, zaś kondensator C406 i rezystor R410 zapobiegają powstawaniu przepięć na tranzystorach mocy.

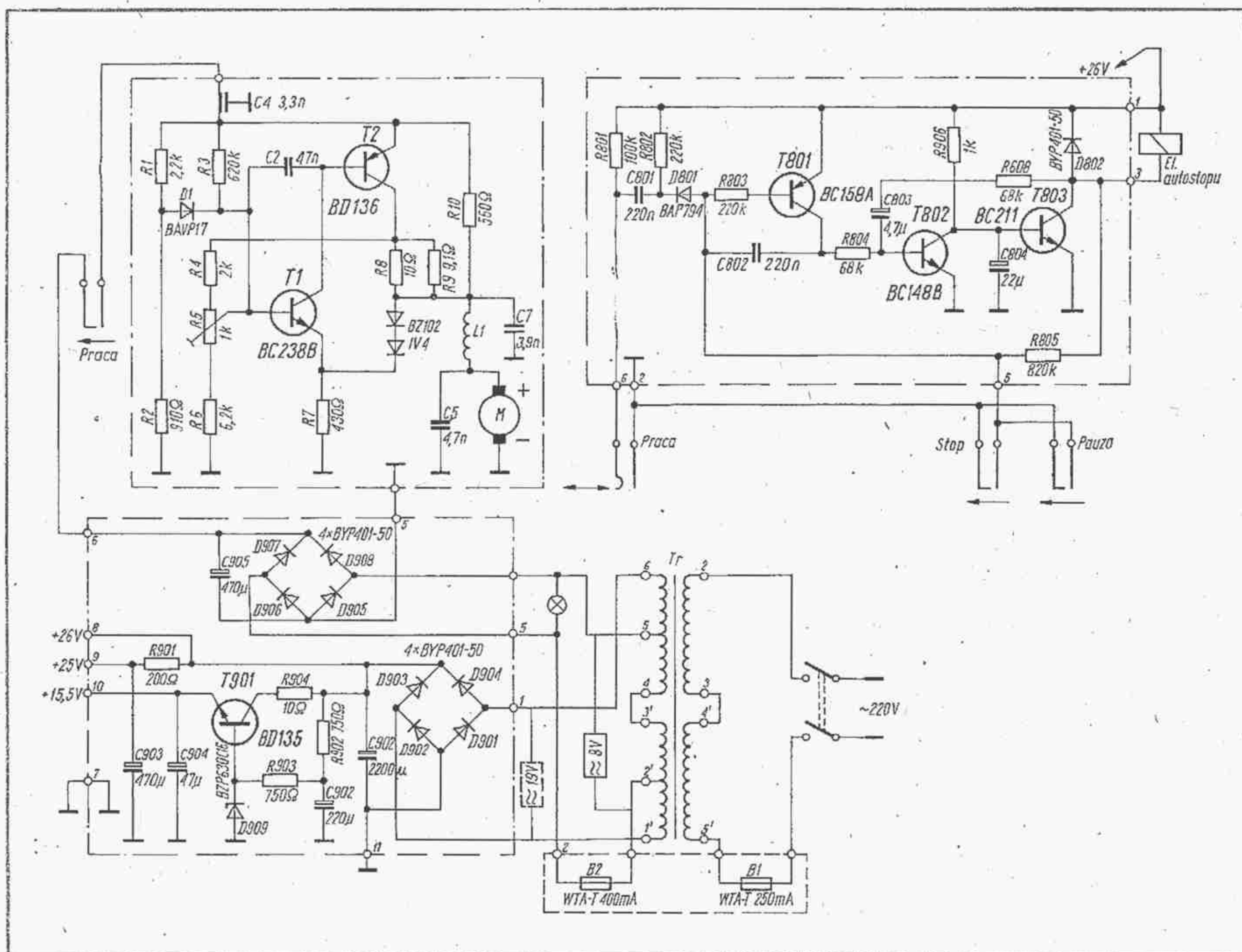
Do gniazda głośnikowego jest dołączony rezystor R1001, który po odpowiednim włożeniu wtyku głośnikowego do gniazda, umożliwia współpracę wzmacniacza z głośnikiem o rezystancji 4 Ω. Przy zapisie sygnał jest wybierany przełącznikiem wejść, który jednocześnie zwiera nie używane wejścia do masy w celu zmniejszenia zakłóceń.

Sygnał z gniazda mikrofonowego jest doprowadzany do przedwzmacniacza pracującego z tranzystorem T101, a następnie przez przełącznik rodzaju pracy do wstępnego wzmacniacza zapisu, pracującego z tranzystorami T106 i T107. Z pozostałych gniazd sygnał jest doprowadzany bezpośrednio do wzmacniacza wstępnego.

Na wejściu wzmacniacza wstępnego znajdują się układy regulacji poziomu zapisu. Regulacja może być ręczna lub automatyczna. Obie te regulacje są połączone równolegle, przy czym przy regulacji automatycznej działa również regulacja ręczna, natomiast przy regulacji ręcznej układ regulacji automatycznej pełni funkcję ogranicznika.

Do ręcznej regulacji poziomu zapisu służy potencjometr P2. Układ automatycznej regulacji zrealizowano z tranzystorami T108, T105 i T104. Tranzystor T108 pracuje w układzie wzmacniacza sterującego. Im większy sygnał z obwodu kolektora tranzystora T702 zostanie doprowadzony do bazy tranzystora T108, tym mniejsza staje się dynamiczna rezystancja tranzystora T104 i tym samym mniejszy poziom sygnału sterującego wstępny wzmacniacz zapisu. Czas zadziałania automatyki określa stała czasu układu składającego się z elementów R118 i C113, a czas zwolnienia jest równy czasowi rozładowania kondensatora C113 przez rezystor R116.

Elementy R120 i C111, znajdujące się na wejściu wzmacniacza liniowego, stanowią filtr tłumiący zakłócające sygnały w.cz. dochodzące z zewnątrz. Rezysor R126 i kondensator C114 dołączone do pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (za pomo-



cą przełącznika „RS"), powodują „podbicie" charakterystyki wzmacniacza liniowego o +7 dB przy 10 kHz. Zapewnia to założoną redukcję zakłóceń. Żeby jednak nie doszło do przesterowania taśmy wysokimi tonami, w układzie sterowania automatyki (lub ogranicznika) zastosowany jest kondensator C115, który powoduje tłumienie o –4 dB sygnałów o częstotliwości 10 kHz.

Sygnał wyjściowy ze wzmacniacza liniowego jest doprowadzany do filtru aktywnego pracującego z tranzystorem T109, wytłumiającego sygnały o częstotliwościachpowyżej 14 kHz, a następnie do układu DNL. Po przejściu przez układ DNL, sygnał jest doprowadzany do układu kolektora zapisu pracującego z tranzystorami T701 i T702 oraz do układów regulacji barwy dźwięku i wzmacniacza mocy (podsłuch zapisu).

Potencjometr nastawny RN701 służy do ustalania odpowiedniego poziomu zapisu przy nominalnym sygnale na wyjściu wzmacniacza liniowego (600 mV). Pętle sprzężenia zwrotnego składające się m.in. z elementów R705...R707, R710, R711 i C703...C705 kształtują charakterystykę korekcyjną. Elementy R705, R707, R710, R711, C703 i C705 kształtują chrakterystykę w zakresie małych częstotliwości, a elementy C704 i R706 dołączone za pomocą diod D701 oraz D702 wpływają dodatkowo na korekcję chrakterystyki przy użyciu taśmy chromowej. Napięcie przełączające jest doprowadzane z przełącznika „Fe-Cr". Przy taśmie żelazowej rezystor R713 i dioda D703 służą do zmniejszania prądu zapisu o 3 dB.

Głowica zapisująca jest włączona w obwód kolektora tranzystora T702.

Powyższy opis dotyczy prawego kanału. Kanał lewy działa analogicznie.

Generator prądu podkładu i kasowania pracuje w układzie symetrycznym z tranzystorami T782 i T783. Jego częstotliwość jest ustalana odpowiednio dobranym kondensatorem C785. Przy użyciu taśmy chromowej tranzystor T781 zawiera diodę Zenera D781, co powoduje wzrost napięcia zasilania generatora i tym samym wzrost prądu podkładu. Rezystor nastawny RN703 służy do ustawienia wymaganego poziomu prądu podkładu.

Prąd sterowania do wskaźnika poziomu zapisu jest uzyskiwany z emiterowego detektora szczytowego, w układzie którego pracuje tranzystor T703. Kondensator C711 decyduje o czasie opadania wskazówki wskaźnika.

Tranzystory T801, T802 i T803 pracują w układzie AUTO-STOP, który powoduje wyłączenie magnetofonu w razie zatrzymania się prawego talerzyka podczas funkcji START lub PRZEWIJANIE.
Układ stabilizacji prędkości obrotowej silnika pracuje w klasycznym układzie mostkowym z tranzystorami T1 i T2. Prędkość obrotową silnika można regulować potencjometrem nastawnym R5. Stabilizator obrotów jest zasilany z układu prostowniczego zrealizowanego z diodami D905...D908 (Uz = 8 V).

Napięcia zasilające pozostałe układy magnetofonu (+26 V, +25 V, +15,5 V stabilizowane) są uzyskiwane w układzie z diodami D901...D904 oraz z tranzystorem T901 i diodą Zenera D909.

Z.B.

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

Podstawy techniki cyfrowej – Część I

Od Redakcji

Niezwykle szybki rozwój techniki cyfrowej, jaki nastąpił w ciągu ostatnich kilkunastu lat, wiąże się przede wszystkim z postępem komputeryzacji oraz z wprowadzeniem scalonych układów logicznych do powszechnej masowej produkcji. Układy techniki cyfrowej, poza licznymi dziedzinami wykorzystania w elektronice profesjonalnej, dają również szerokie możliwości stosowania w elektronice domowej, samochodowej, w urządzeniach powszechnego użytku.

Cykl artykułów, który rozpoczynamy, zawiera podstawowe informacje o technice cyfrowej i jest przeznaczony głównie dla mniej zaawansowanych w tej dziedzinie czytelników.

Podstawowym elementem stosowanym w technice cyfrowej jest **bramka logiczna**.

Nazwą tą określa się układ elektroniczny o jednym lub kilku wejściach i jednym wyjściu, wykonujący funkcje logiczne na sygnałach wejściowych. Sygnał wejściowy – napięcie na końcówce wejściowej – powinien przybierać tylko jedną z dwóch ściśle określonych wartości, np. 0 V lub +5 V. Sygnały tego rodzaju nazywa się sygnałami cyfrowymi.

Zmiana sygnału z jednej wartości na drugą może zachodzić w dowolnym, żądanym momencie. Oczywiście możliwe jest przyłączenie do wejścia układu napięcia o innej wartości, niezgodnej ze standardem logicznym. Wówczas jednak bramka logiczna nie będzie pracowała poprawnie, czyli na wyjściu może pojawić się sygnał błędny. W warunkach pracy poprawnej sygnał wyjściowy – napięcie na wyjściu – jest również sygnałem cyfrowym, przyjmującym jedną z tych samych wartości co napięcie wejściowe.

W niniejszym artykule będzie stosowana powszechnie przyjęta konwencja oznaczania sygnałów cyfrowych: jeżeli sygnał cyfrowy przyjmuje mniejszą wartość napięcia (np. 0 V), to będzie oznaczany literą „L" (ang. low – niski). W przeciwnym przypadku, tzn. gdy przyjmie większą wartość napięcia (np. +5 V), będzie oznaczany literą „H" (ang. high – wysoki).

Oznaczenia takie bardzo często stosuje się w katalogach opisujących działanie układów cyfrowych.

FUNKCJE LOGICZNE

Czytelnikowi należy się wyjaśnienie, co to jest funkcja logiczna. W tym celu należy się odwołać do działu matematyki, tzw. algebry Boole'a. Zajmuje się ona działaniami, przy których zarówno każdy z argumentów, jak i wynik działania może mieć wartość 0 albo 1. Dla przykładu zostaną omówione trzy podstawowe działania algebry Boole'a.

Suma logiczna. Przyjmiemy, że argumentami są zmienne A i B, natomiast wynik oznaczymy literą C. Sumę logiczną zapisuje się, wykorzystując znak „+" (znak ten nie ma tu nic wspólnego ze „zwykłym" dodawaniem):
C = A+B (czytaj: C równa się A **lub** B).

Ponieważ zmienne A i B mogą przyjmować wartości 0 lub 1, są możliwe cztery różne sytuacje. Dla każdej z nich określa się wartość wyniku C, tzn. ustala się reguły sumowania logicznego. Reguły te przedstawia się zwykle w formie tabeli (rys. 1). Widać z niej, że suma logiczna osiąga wartość 1 wówczas, gdy zmienna A **lub** zmienna B ma wartość 1. Można też

Rys. 1. Tabela sumy logicznej

A	B	C=A+B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

zapamiętać, że suma logiczna przyjmuje wartość 0 tylko wtedy, gdy każdy argument ma wartość 0. Występuje tu pewne podobieństwo do „zwykłego" dodawania w dziedzinie liczb nieujemnych: tylko suma zer daje w wyniku zero.

Iloczyn logiczny. Podobnie jak w przypadku sumy przyjmiemy, że A i B są argumentami, natomiast C jest wynikiem działania. Iloczyn logiczny zapisuje się wykorzystując znak „·" (znak ten nie ma tu nic wspólnego ze „zwykłym" mnożeniem):
C = A·B (czytaj: C równa się A **i** B).
Często pomija się kropkę: C = AB.

Rys. 2. Tabela iloczynu logicznego

A	B	C=A·B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Tabela ustalająca reguły iloczynu logicznego jest przedstawiona na rys. 2. Iloczyn logiczny osiąga wartość 1 tylko wówczas, gdy zmienne A **i** B mają wartość 1. W przeciwnym przypadku, tzn. co najmniej jeden argument ma wartość 0, iloczyn logiczny również przyjmuje wartość 0. Występuje tu z kolei podobieństwo do „zwykłego" mnożenia: mnożenie przez zero daje w wyniku również zero.

Negacja. Jest to najprostsze, jednoargumentowe działanie logiczne. Wynik ma zawsze wartość przeciwną niż argument. Oznaczając A – argument, B – wynik negację, zapisuje się używając symbolu „–": $B = \bar{A}$ (czytaj: B równa się **nie** A).

Tabela ustalająca reguły wykonywania działania ma tylko dwa wiersze (rys. 3).

Rys. 3. Tabela negacji logicznej

A	B
0	1
1	0

Podane wyżej trzy podstawowe działania nazywa się ogólnie **funkcjami logicznymi**. Każde inne działanie będące złożeniem działań podstawowych nosi również nazwę funkcji logicznej.

Skojarzenie dwóch faktów:
- sygnały cyfrowe przyjmują jedną z **dwóch** wartości napięcia (H albo L),
- zmienne logiczne przyjmują jedną z **dwóch** wartości (0 albo 1)

pozwala wykorzystywać bramki logiczne do automatycznego obliczania funkcji logicznych. W tym celu należy przyporządkować wartościom napięcia H i L wartości logiczne 1 i 0.

Będziemy tutaj stosować konwencję, wg której poziomowi wysokiemu napięcia przyporządkowujemy wartość logiczną 1, a poziomowi niskiemu napięcia wartość logiczną 0:

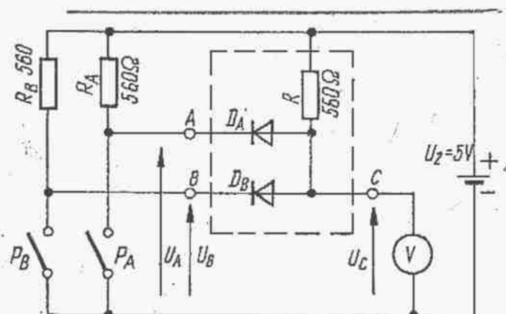
H – 1
L – 0

Jest to tzw. logika pozytywna. Możliwe jest także przyporządkowanie odwrotne – mówi się wtedy o tzw. logice negatywnej.

ELEMENTARNE UKŁADY LOGICZNE

Zostaną teraz przedstawione najbardziej elementarne układy logiczne wykonujące na sygnałach wejściowych podstawowe funkcje logiczne.

Bramka iloczynu logicznego przedstawiona na rys. 4, składa się z trzech elementów (obwiedzionych linią przerywaną): dwóch diod DA i DB oraz rezystora R. Literami A i B oznaczono wejścia układu, a literą C wyjście. Przełączniki PA i PB z rezystorami RA i RB stanowią źródła



Rys. 4. Bramka iloczynu logicznego
DA, DB – dowolne diody krzemowe, np. 2×AAP120

sygnału wejściowego, natomiast woltomierz jest użyty jako wskaźnik napięcia wyjściowego. Napięcie wejściowe UA (UB) może przyjmować wartość 0 V dla przełącznika PA (PB) zwartego albo wartość +5 V dla przełącznika PA (PB) rozwartego. Sygnał wyjściowy UC również może przyjmować wartość 0 V (pomijamy spadek napięcia na przewodzącej diodzie), gdy co najmniej jeden przełącznik jest zwarty, lub +5 V, gdy oba przełączniki są rozwarte.

Przyjmiemy teraz kolejną umowę.
Zamiast pisać:
UA = 0 V będziemy pisać A = L
UA = 5 V „ „ A = H
UB = 0 V „ „ B = L
UB = 5 V „ „ B = H
UC = 0 V „ „ C = L
UC = 5 V „ „ C = H

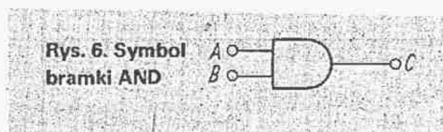
Zamiast więc podawać wartości napięć, będziemy określać, że odpowiedni sygnał przyjmuje poziom niski (L) lub wysoki (H) napięcia. Zgodnie z tym działanie układu zapiszemy w postaci przedstawionej na

A	B	C	
L	L	L	D_A przewodzi D_B przewodzi
L	H	L	D_A przewodzi D_B zatkana
H	L	L	D_A zatkana D_B przewodzi
H	H	H	D_A zatkana D_B zatkana

Rys. 5. Tabela działania układu z rys. 4

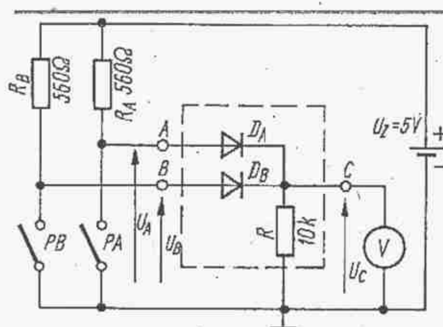
rys. 5. Podstawiając zamiast L – 0, a zamiast H – 1 otrzymuje się tabelę iloczynu logicznego. Stąd też układ nazywa się układem iloczynu logicznego lub inaczej bramką AND (ang. AND – I).

Ponieważ z punktu widzenia działania układu cyfrowego nie jest istotne z jakich elementów i jak połączonych jest zbudowana bramka logiczna, stosuje się oznaczenie symboliczne, przedstawione na rys. 6. Pomija się przy tym wyprowadzenia zasilania i masy.



Rys. 6. Symbol bramki AND

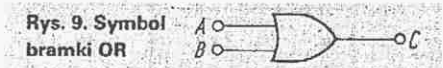
Bramka sumy logicznej. Na rys. 7 przedstawiono diodową realizację bramki obliczającej sumę logiczną sygnałów wejściowych, a na rys. 8 tabelę opisującą działanie układu. Podstawiając w niej H – 1 oraz L – 0 otrzymuje się tabelę identyczną jak w przypadku sumy logicznej. Stąd nazwa: układ sumy logicznej lub bramka OR (ang. OR – LUB). Umowne oznaczenie bramki OR jest przedstawione na rys. 9.



Rys. 7. Bramka sumy logicznej
DA, DB – dowolne diody krzemowe, np. 2×AAP120

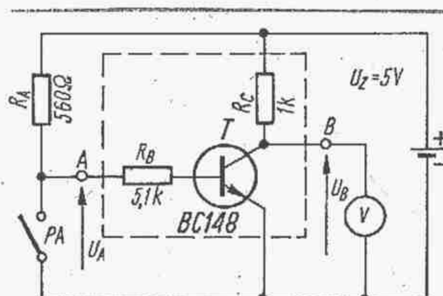
A	B	C	
L	L	L	D_A zatkana D_B zatkana
L	H	H	D_A zatkana D_B przewodzi
H	L	H	D_A przewodzi D_B zatkana
H	H	H	D_A przewodzi D_B przewodzi

Rys. 8. Tabela działania układu z rys. 7



Rys. 9. Symbol bramki OR

Bramka negacji. Realizacja bramki wypełniającej operację negacji logicznej wymaga użycia tranzystora (rys. 10). Tranzystor pozostaje w stanie odcięcia bądź nasycenia, stąd napięcie wyjściowe jest równe albo 0 V (pomijając spadek napięcia na tranzystorze nasyconym) albo +5 V. Tabela opisująca działanie układu jest przedstawiona na rys. 11.

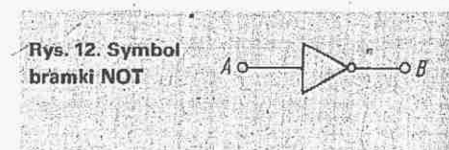


Rys. 10. Bramka negacji

A	B	
L	H	Tranzystor odcięty
H	L	Tranzystor nasycony

Rys. 11. Tabela działania układu z rys. 10

Podstawiając H – 1 i L – 0 otrzymuje się tabelę negacji logicznej. Stąd nazwa negator lub bramka NOT (ang. NOT – NIE). Symbol negatora ilustruje rysunek 12.



Rys. 12. Symbol bramki NOT

Oprócz bramek logicznych wykonujących podstawowe działania logiczne w praktyce wykorzystuje się układy bardziej złożone. Trzy spośród takich układów omówione są niżej.

Bramka NAND. Jest to połączenie bramki NOT z bramką AND (rys. 13), przy czym często symbol bramki NOT sprowadza się do kółeczka narysowanego na wejściu lub wyjściu innej bramki. Układ realizuje funkcję zanegowanego iloczynu logicznego:

$$C = \overline{A \cdot B}$$

a

A	B	$C=\overline{A \cdot B}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

b

A	B	C
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Rys. 14. Tabela funkcji logicznej NAND (a), tabela działania bramki NAND (b)

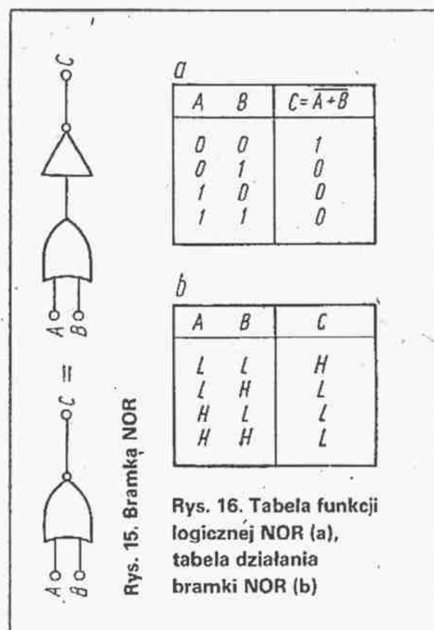
Rys. 13. Bramka NAND

Bramkę NAND bardzo często wykorzystuje się w praktyce.
Tabela działania układu i odpowiadająca jej tabela logiczna są przedstawione na rysunku 14.

Bramka NOR. Stanowi ona połączenie bramki **NOT** z bramką **OR** (rys. 15). Bramka NOR realizuje funkcję zanegowanej sumy logicznej:

$$C = \overline{A+B}$$

Odpowiednie tabele przedstawiono na rysunku 16.



a

A	B	$C=\overline{A+B}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

b

A	B	C
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Rys. 15. Bramka NOR

Rys. 16. Tabela funkcji logicznej NOR (a), tabela działania bramki NOR (b)

Bramka EX–OR (ang. EXCLUSIVE–OR – ALBO). Bramkę tę otrzymuje się stosując połączenie bramek podstawowych przedstawione na rys. 17. Połączenie takie odpowiada równaniu logicznemu:

$$C = A\bar{B}+\bar{A}B$$

Odpowiadające równaniu tabele funkcji logicznej i działania układu są przedstawione na rys. 18.

Podane wyżej, z konieczności bardzo skrótowe omówienie funkcji logicznych, może być niewystarczające dla niektórych czytelników.

W celu ułatwienia zdobycia dodatkowych wyjaśnień, na końcu artykułu zamieszczono wykaz literatury pomocniczej, w której przystępnie i szczegółowo przedstawiono szereg wiadomości z techniki cyfrowej. Można również poradzić początkującym Czytelnikom samodzielne wykonanie prób z podanymi układami.

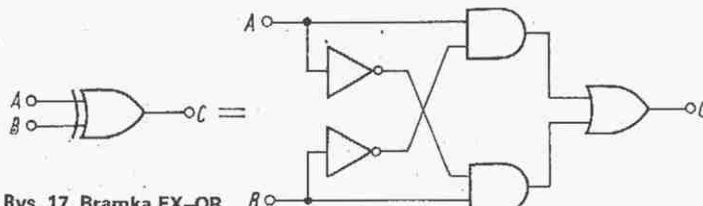
Czytelnikom, którzy nie dysponują woltomierzem poleca się wykonanie czujnika poziomu napięcia z diodą LED (rys. 19). Czujnik można dołączać zarówno do wejścia, jak i do wyjścia układu. Świecenie diody sygnalizuje wysoki poziom napięcia, natomiast brak świecenia – poziom niski.

W celu ułatwienia korzystania z podanych w tym artykule wiadomości, w tablicy zebrano najistotniejsze fakty.

(Dc. w następnym nrze)

Bramki logiczne stosowane często w praktyce

Bramka	Symbol	Równanie	Tabela funkcji logicznej	Tabela działania układu
AND		$C=A\cdot B$	A B C: 0 0 0; 0 1 0; 1 0 0; 1 1 1	A B C: L L L; L H L; H L L; H H H
OR		$C=A+B$	A B C: 0 0 0; 0 1 1; 1 0 1; 1 1 1	A B C: L L L; L H H; H L H; H H H
NOT		$B=\bar{A}$	A B: 0 1; 1 0	A B: L H; H L
NAND		$C=\overline{A\cdot B}$	A B C: 0 0 1; 0 1 1; 1 0 1; 1 1 0	A B C: L L H; L H H; H L H; H H L
NOR		$C=\overline{A+B}$	A B C: 0 0 1; 0 1 0; 1 0 0; 1 1 0	A B C: L L H; L H L; H L L; H H L
EX-OR		$C=A\oplus B=A\bar{B}+\bar{A}B$	A B C: 0 0 0; 0 1 1; 1 0 1; 1 1 0	A B C: L L L; L H H; H L H; H H L



Rys. 17. Bramka EX–OR

a

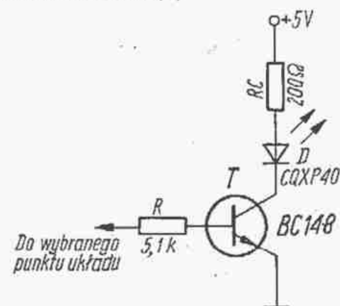
A	B	$C=A\oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

⊕ - symbol funkcji EX-OR

b

A	B	C
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Rys. 18. Tabela funkcji logicznej EX–OR (a), tabela działania bramki EX–OR (b)



Rys. 19. Wskaźnik poziomu napięcia

LITERATURA *(do części I)*

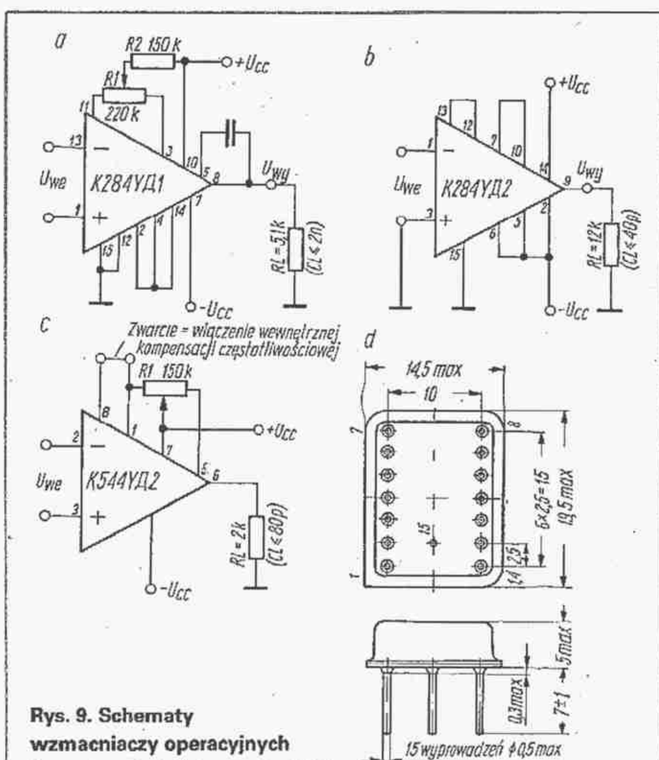
1. Waligórski S.: Układy przełączające – Elementy teorii i projektowanie. Warszawa, WNT 1969
2. Rusek A.: Podstawy elektroniki. Warszawa, WSiP 1981
3. Pelka H.: Od algebry połączeń do mikroprocesora. Warszawa, WKŁ 1980
4. Marczyński R., Bąkowski P., Sochacki J.: Mikroprocesory. Warszawa, WNT 1979

Przegląd analogowych układów scalonych produkcji ZSRR – Część II

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

WZMACNIACZE OPERACYJNE

W ZSRR produkuje się kilkadziesiąt typów wzmacniaczy operacyjnych, z których część stanowi odpowiedniki opracowań zachodnich. W tablicy 9 zamieszczono podstawowe parametry wybranych układów. Na rysunku 9 przedstawiono natomiast typowe układy połączeń tych wzmacniaczy operacyjnych, dla których producent nie podaje odpowiedników zachodnich. Poniżej opisano kilka praktycznych układów wykorzystujących radzieckie wzmacniacze operacyjne.



Rys. 9. Schematy wzmacniaczy operacyjnych bez odpowiedników zachodnich
a, b, c – typowe układy pracy, d – obudowa typu 151.15-4 (K284UD1 i K284UD2)

Przykłady zastosowań

Układ zmiany znaku współczynnika wzmocnienia

Schemat układu jest przedstawiony na rys. 10a, a szkic obudowy – na rys. 10b.

Współczynnik wzmocnienia wynosi:

$$A_{uf} = [R3R2R4 - RR1(R2+R3)]/R1R3(R+R4)$$

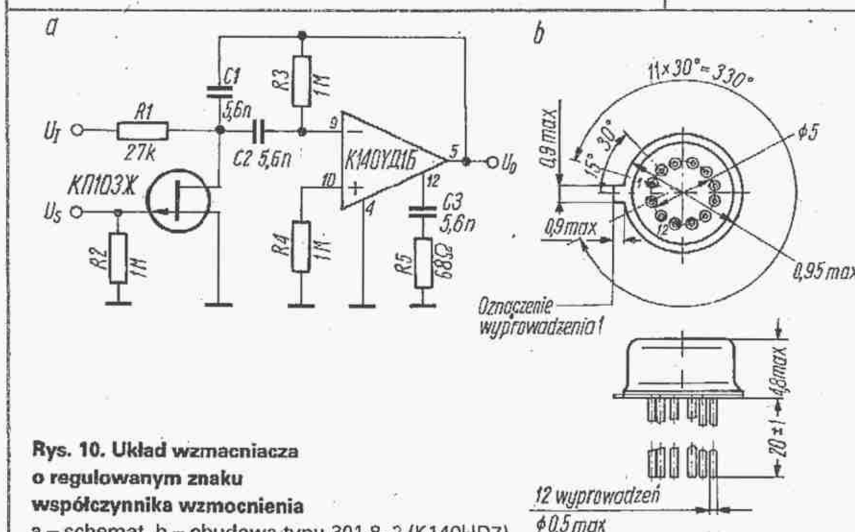
Gdy tranzystor T1 jest zablokowany (R→∞) układ spełnia funkcję wzmacniacza nieodwracającego ($A_{uf} = 1+R2/R3$). W przypadku przeciwnym, gdy tranzystor T1 jest nasycony (R→∞) sygnał doprowadzany do wejścia nieodwracającego jest zwierany do masy i wtedy układ odwraca fazę ($A_{uf} = -R2/R1$). Dobór wartości elementów zgodnie z zależnościami:

$$R2/R1 = A'_{uf} \qquad R3 = R2/(A'_{uf}-1)$$

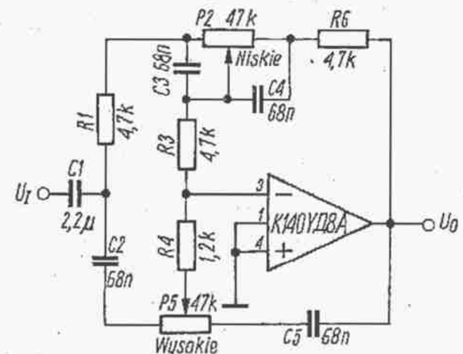
pozwala w obu granicznych przypadkach (tranzystor zatkany i nasycony) otrzymać wartość bezwzględną współczynnika wzmocnienia równą A'_{uf}.
Rezystory R6 i R7 dobiera się w zależności od parametrów sygnału U_s.

Regulator barwy dźwięku

Przedstawiony na rys. 11 układ regulacji barwy dźwięku umożliwia podwyższenie lub obniżenie charakterystyki częstotliwościowej układu w granicach ±20 dB dla częstotliwości małych i większych (poniżej 500 Hz i powyżej 2 kHz). Wzmocnienie dla częstotliwości 1 kHz nie ulega zmianie i jest równe jedności.
Potencjometr P2 służy do regulacji wzmocnienia w zakresie małych częstotliwości. Wartość wzmocnienia dla 10 Hz wynosi 10 przy lewym skrajnym położeniu suwaka i 0,1 przy położeniu prawym skrajnym.
Do regulacji charakterystyki w zakresie większych częstotliwości służy potencjometr P5. Umożliwia on uzyskanie wartości współczynnika wzmocnienia dla częstotliwości 20 kHz równą 10 przy lewym skrajnym położeniu suwaka i 0,1 przy położeniu prawym skrajnym. Przy środkowym położeniu suwaków obu



Rys. 10. Układ wzmacniacza o regulowanym znaku współczynnika wzmocnienia
a – schemat, b – obudowa typu 301.8-2 (K140UD7)



Rys. 11. Schemat układu regulacji barwy dźwięku

Parametry elektryczne wzmacniaczy operacyjnych

Tablica 9

Typ	Typowe napięcie zasilania	Maks. napięcie wejściowe różnicowe	Maks. napięcie wejściowe sumacyjne	Maks. prąd wyjściowy	Pobór prądu ze źródła zasilania	Napięcie niezrównoważenia	Współczynnik temperaturowy napięcia niezrównoważenia	Prąd polaryzacji	Prąd niezrównoważenia	Współczynnik temperaturowy prądu niezrównoważenia	Wzmocnienie z otwartą pętlą	Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego	Częstotliwość graniczna f_1	Szybkość zmian napięcia wyjściowego	Rezystancja wejściowa	Zakres temperatury	Odpowiednik
	V	V	V	mA	mA	mV	µV/°C	µA	µA	µA/°C		dB	MHz	V/µs	kΩ	°C	
K140UD1A	± 6,3	± 1,2	± 3	2,5	4,5	17	60	7	2,5	50	500÷4500	60	3	0,2	70	–45÷+70	µA702
K140UD1B	±12,6	± 1,2	± 6	2,5	10	17	60	9	2,5	50	1350÷12000	60	8	0,4	40	–45÷+70	
K140UD1W	±12,6	± 1,2	± 6	2,5	10	17	60	9	2,5	50	8000	60	8	0,4	40	–45÷+70	
K140UD5A	±12	± 3	± 6	3	12	10	50	5	1	5	500	50	14	6	1000	–45÷+85	CA3015
K140UD5B	±12	± 3	± 6	3	12	5	10	10	5	10	1000	60	14	6	40	–45÷+85	
K140UD6	±15	±30	±15	–	4	10	20	100	25	0,1	$3\cdot10^4$	70	1	2	1	–10÷+70	MC1456
K140UD7	±15	±24	±12	–	3,5	9	–	0,4	0,2	–	$3\cdot10^4$	70	0,8	0,3	400	–45÷+85	SFC2741M
K140UD8A	±15	±10	±12	–	5	50	50	$0,2\cdot10^{-3}$	$0,1\cdot10^{-3}$	–	$5\cdot10^4$	70	1	2	10^6	–45÷+70	µA740H
K140UD8B	±15	±10	±12	–	5	100	100	$0,2\cdot10^{-3}$	$0,1\cdot10^{-3}$	–	$2\cdot10^4$	70	1	5	10^6	–45÷+70	
K140UD8W	±15	±10	±12	–	5	150	150	$0,2\cdot10^{-3}$	$0,1\cdot10^{-3}$	–	$2\cdot10^4$	60	1	2	10^6	–45÷+70	µA740C
K140UD9	±12,6	± 4	± 6	22	8	5	20	0,35	0,1	1,5	$3,5\cdot10^4$	80	5	0,5	300	–45÷+70	CA3033
K140UD11	±15	±15	±11,5	–	10	10	70	0,5	0,2	–	$2,5\cdot10^4$	70	5	50	10^6	–10÷+70	LM118
K140UD12*	±15	±12	±10	–	$\frac{30\cdot10^{-3}}{190\cdot10^{-3}}$	6,3	35	$\frac{11\cdot10^{-3}}{55\cdot10^{-3}}$	$\frac{7\cdot10^{-3}}{28\cdot10^{-3}}$	–	$5\cdot10^4$	70	–	20 –	$\frac{50\cdot10^{-3}}{5\cdot10^{-3}}$	–10÷+70	µA776
K284UD1A**	± 9	–	± 5	–	3	10	50	$1\cdot10^{-3}$	–	–	$2\cdot10^4$	70	0,1	0,1	$5\cdot10^3$	–45÷+55	
K284UD1B**	± 9	–	± 5	–	3	10	50	$1\cdot10^{-3}$	–	–	$2\cdot10^4$	70	0,1	0,1	$5\cdot10^3$	–45÷+55	
K284UD1W**	± 9	–	± 5	–	3	10	100	$1\cdot10^{-3}$	–	–	$2\cdot10^4$	60	0,1	0,1	$5\cdot10^3$	–45÷+55	
K284UD2**	± 6	± 2	± 2	–	7	20	600	–	$10\cdot10^{-3}$	–	5000	40	–	–	$0,2\cdot10^6$	–45÷+55	
K544UD1A**	±15	±10	±10	–	3,5	30	30	–	$0,15\cdot10^{-3}$	$50\cdot10^{-3}$	$5\cdot10^4$	64	1	2	$10\cdot10^6$	–45÷+70	SFC2740E
K544UD1B**	±15	±10	±10	–	3,5	50	100	–	$1\cdot10^{-3}$	$50\cdot10^{-3}$	$2\cdot10^4$	64	1	2	$10\cdot10^6$	–45÷+70	
K544UD1W**	±15	±10	±10	–	3,5	50	10	–	$1\cdot10^{-3}$	$50\cdot10^{-3}$	$2\cdot10^4$	64	1	5	$10\cdot10^6$	–45÷+70	
K544UD2A**	±15	±10	±10	–	7	30	50	–	$0,1\cdot10^{-3}$	–	$2\cdot10^4$	70	15	20	$1\cdot10^6$	–45÷+70	
K544UD2B**	±15	±10	±10	–	7	50	100	–	$0,5\cdot10^{-3}$	–	$1\cdot10^4$	70	15	20	$1\cdot10^6$	–45÷+70	
K544UD2W**	±15	±10	±10	–	7	50	100	–	$1\ 10^{-3}$	–	$2\cdot10^4$	70	15	10	$1\cdot10^6$	–45÷+70	
K553UD1A	±15	± 5	± 8	–	6	7,5	–	1,5	0,5	–	$15\cdot10^4$	65	5	0,2	–	–45÷+85	µA709PC
K553UD1W	±15	± 5	± 8	–	3,6	2	–	0,2	0,05	–	$2,5\cdot10^4$	80	5	0,2	–	–45÷+85	µA709C
K553UD2	±15	–	±12	–	6	7,5	–	1,5	0,5	–	$2\cdot10^4$	–	5	0,5	300	–45÷+85	LM101AH

* Wzmacniacz programowany; wartość w liczniku odpowiada wartości prądu sterującego 1,5 mA, a w mianowniku 15 mA.

** wzmacniacze z wejściowymi tranzystorami typu JFET

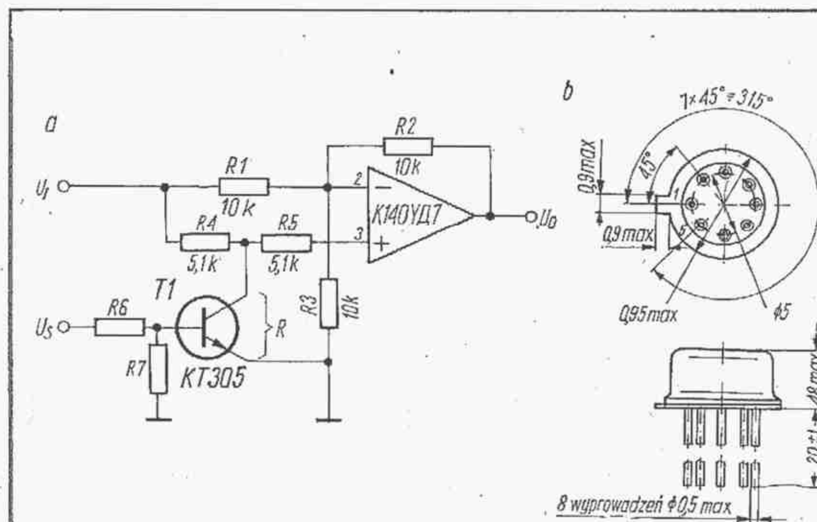
potencjometrów charakterystyka częstotliwościowa jest płaska w całym pasmie akustycznym. Amplituda sygnału wejściowego nie powinna przekraczać 0,5 V.
Szkic obudowy przedstawiono na rys. 10b.

Filtr przestrajany napięciem

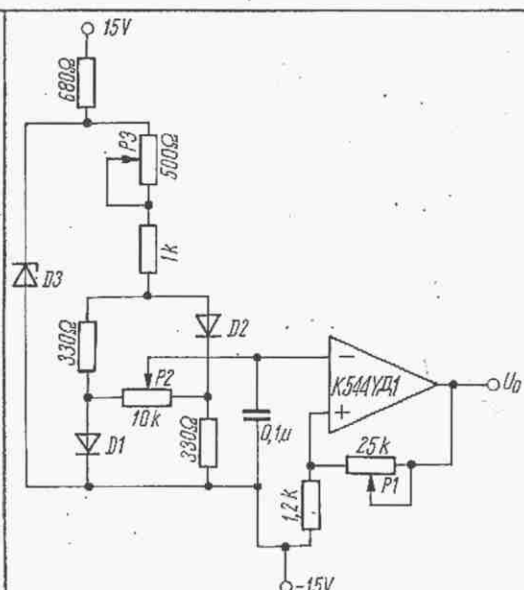
Na rysunku 12 przedstawiono schemat filtru aktywnego pasmowoprzepustowego przestrajanego napięciem U_s. Częstotliwość środkowa przy $U_s = 0$ wynosi 950 Hz i maleje do wartości 150 Hz dla $U_s = +4$ V. Dobroć filtru zmienia się w granicach 5...3, a współczynnik wzmocnienia dla częstotliwości środkowej od 6 do 18. Szkic obudowy przedstawiono na rys. 12b.

Napięcie wzorcowe jest doprowadzane do wejścia nieodwracającego wzmacniacza operacyjnego. Regulacja odbywa się w ten sposób, że potencjometrem P3 sprowadza się napięcie występujące na potencjometrze P2 do zera. Następnie potencjometrem P1 ustala się żądaną wartość napięcia wyjściowego. Na końcu potencjometrem P2 dobiera się wartość temperaturowego współczynnika napięcia wyjściowego w zakresie od –0,3 do +0,3%/°C. W celu zwiększenia dokładności regulacji, potencjometry P1, P2, P3 powinny być wieloobrotowe.

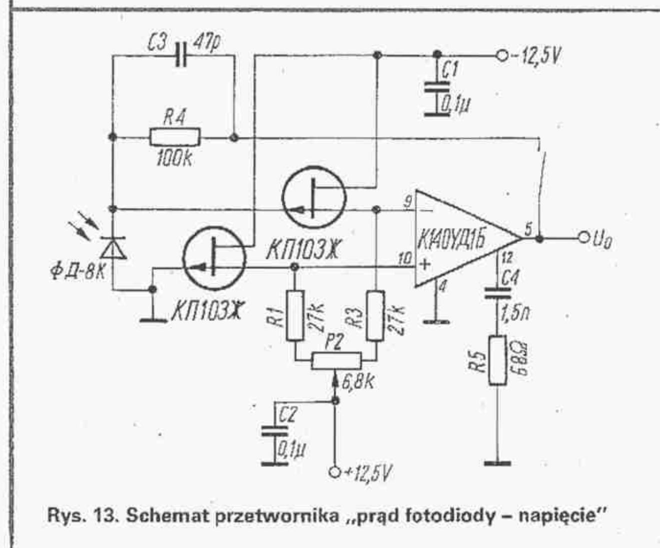
Układ można modyfikować ustalając $+U_{CC} = 0$ albo $-U_{CC} = 0$, dzięki czemu zmienia się zakres regulacji napięcia wyjściowego. Szkic obudowy przedstawiono na rys. 10b.



Rys. 12. Układ filtra przestrajanego napięciem
a – schemat, b – obudowa typu 301.12–1 (K140UD1)



Rys. 14. Schemat układu napięcia odniesienia



Rys. 13. Schemat przetwornika „prąd fotodiody – napięcie"

Przetwornik przetwarzający prąd fotodiody na napięcie

W układzie przetwornika (rys. 13) zastosowano parę tranzystorów unipolarnych JFET dla zwiększenia rezystancji wejściowej wzmacniacza operacyjnego, gdyż jego prądy polaryzujące powodowałyby powstawanie sygnału błędu. Potencjometr P2 służy do ustawienia stałego poziomu napięcia wyjściowego. Kondensator C3 zmniejsza napięcie szumów na wyjściu układu.

Źródło napięcia odniesienia

Przedstawiony na rys. 14 układ źródła napięcia odniesienia umożliwia regulowanie zarówno napięcia wyjściowego, jak i jego współczynnika temperaturowego.

STABILIZATORY NAPIĘCIA

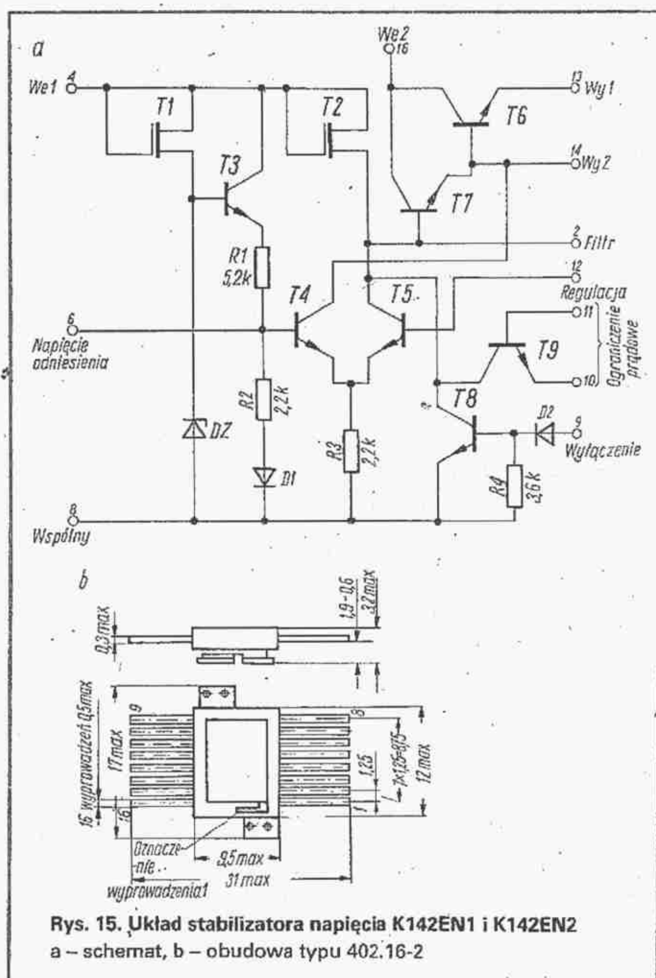
Monolityczne stabilizatory napięcia są tu reprezentowane przez dwa układy scalone: K142EN1 i K142EN2. Oba te układy mają identyczne schematy (rys. 15a), a różnią się zakresem stabilizowanych napięć.

Na rysunku 15a można wyróżnić następujące układy.

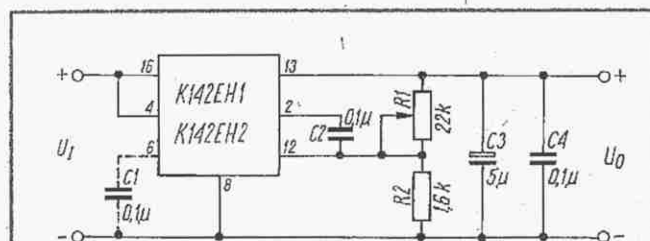
- Źródło napięcia odniesienia (wzorcowego). Jest to stabilizator parametryczny zrealizowany w oparciu o diodę Zenera DZ i tranzystor T1. Dla odseparowania diody DZ od wejścia wzmacniacza błędu zastosowano wtórnik emiterowy T3. Dzielnik napięcia R1 i R2 ustala wartość napięcia doprowadzanego do bazy tranzystora T4 na poziomie 2,5 V ±10%. Wartość ta określa minimalne napięcie, jakie można uzyskać na wyjściu stabilizatora K142EN1. Dioda D2 kompensuje termicznie źródło napięcia odniesienia.
- Wzmacniacz błędu. Zrealizowany jest jako wzmacniacz różnicowy T4, T5 z obciążeniem dynamicznym T2.
- Element regulacyjny. Funkcję tę spełniają tranzystory T6, T7 połączone w układzie Darlingtona.
- Ogranicznik prądowy. Jako ogranicznik prądowy pracuje tranzystor T9.
- Układ zdalnego wyłączania stabilizatora. Składa się z tranzystora T8, diody D2 i rezystora R4. Szkic obudowy uwidoczniono na rys. 15b.

Na rysunku 16 przedstawiono układ do pomiaru parametrów elektrycznych stabilizatorów. Kondensator C2 zmniejsza szu-

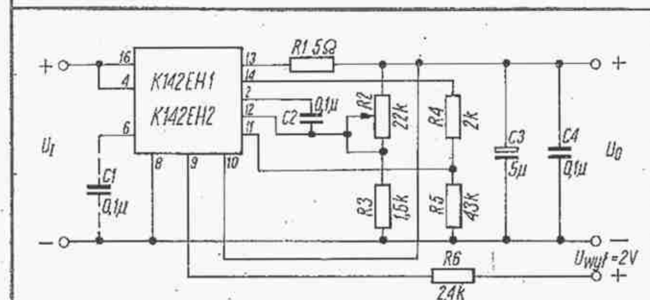
	Parametry		K142EN1 A B W G	K142EN2 A B W G
Parametry dopuszczalne	Maksymalne napięcie wejściowe	V	20	40
	Minimalne napięcie wejściowe	V	9	20
	Maksymalny prąd obciążenia	mA	150	150
	Maksymalna moc rozpraszana			
	– w temp. -45...+55°C	mW	800	800
	– w temp. +85°C	mW	550	550
Parametry charakterystyczne	Zakres napięcia wyjściowego	V	3÷12	12–30
	Niestabilność napięcia wyjściowego przy zmianach zasilania	%	0,3 0,1 0,5 0,5	0,3 0,1 0,5 0,5
	Niestabilność napięcia wyjściowego przy zmianach obciążenia	%	0,5 0,2 2 1	0,5 0,2 2 1
	Współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego	%/°C	0,01 0,01 0,05 0,05	0,01 0,01 0,05 0,05
	Zakres temperatur pracy	°C	-45...+85	-45...+85



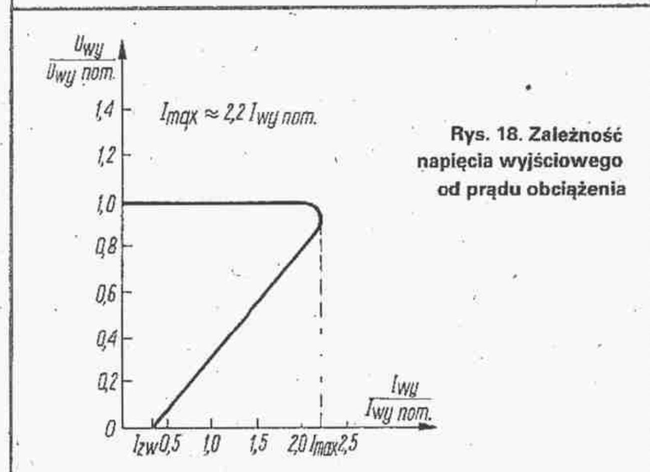
Rys. 15. Układ stabilizatora napięcia K142EN1 i K142EN2
a – schemat, b – obudowa typu 402.16-2



Rys. 16. Układ do pomiaru parametrów stabilizatora



Rys. 17. Typowy układ połączeń stabilizatora



Rys. 18. Zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia

my na wyjściu stabilizatora, jak również poprawia stabilność częstotliwościową pracy układu. W tym samym celu włącza się niekiedy dodatkowy kondensator C1.

Parametry obu układów przedstawiono w tablicy 10. Układy są zamykane w obudowach typu 402.16–2 (rys. 15b).

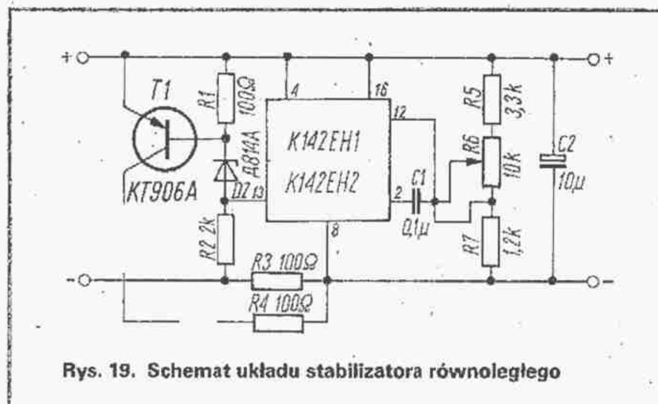
Typowy układ pracy stabilizatorów K142EN1 i K142EN2 jest przedstawiony na rys. 17. Układ różni się od układu pomiarowego z rys. 16 włączeniem elementów zabezpieczenia nadprądowego (R1, R4, R5) i zdalnego wyłączania stabilizatora. W układzie uzyskuje się zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia, której przebieg jest przedstawiony na rys. 18 (charakterystyka typu foldback).

Wartości elementów R1 i R5 należy dobierać wg zależności:

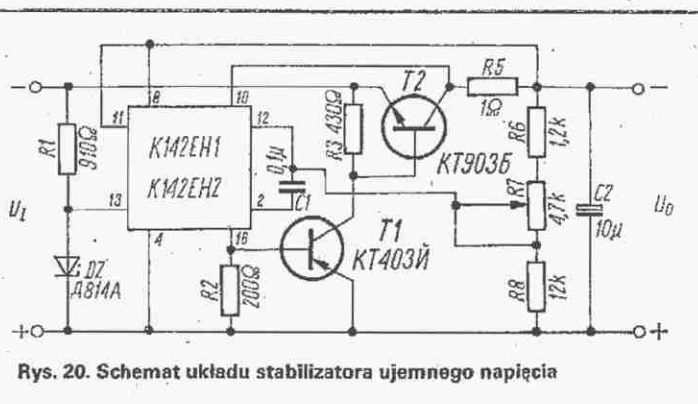
$R1 = 0,5\ V/I_{max}$

$R5 = (U_0+0,5V)/0,3\ mA$

W celu zdalnego wyłączenia stabilizatora, do końcówki 9 stabilizatora należy doprowadzić napięcie dodatnie. Wartość tego napięcia i rezystor R6 muszą być tak dobrane, aby prąd wyłączenia zawierał się w granicach 0,5...3 mA.



Rys. 19. Schemat układu stabilizatora równoległego



Rys. 20. Schemat układu stabilizatora ujemnego napięcia

Stabilizator równoległy

Na rys. 19 uwidoczniono sposób wykorzystania układów K142EN1 i K142EN2 w stabilizatorze równoległym. Funkcję elementu regulacyjnego pełni tranzystor T1. Prąd płynący przez niego wywołuje spadek napięcia na rezystorze R3, kompensujący zmiany napięcia wyjściowego spowodowane wahaniami napięcia wejściowego i zmianami rezystancji obciążenia. W podanym układzie niestabilność napięcia wyjściowego przy zmianach napięcia zasilania wynosi 0,01%, a przy zmianach obciążenia 0,03%.

Stabilizator ujemnego napięcia

Schemat układu przedstawiono na rys. 20. Funkcję elementu regulacyjnego układu pełni tranzystor T1. Wewnętrzny tranzystor regulacyjny stabilizatora pracuje jako stopień wzmacniający obciążony rezystorem R2.

Niestabilność napięcia wyjściowego przy zmianach napięcia zasilającego wynosi 0,015%, a przy zmianach obciążenia 0,025%.

LITERATURA

1. Sprawocznik. Analogowyje intiegralnyje mikroschemy Moskwa „Radio i Swiaź" 1981
2. A.G. Aleksenko, E.A. Kołombet, G.I. Starodub: Primienienie precizionnych analogowych IC. Moskwa „Sowietskoje Radio" 1980
3. W.D. Lichaczew: Prakticzieskije schiemy na operacionnych usilitielach. Moskwa 1981
4. Katalogi i materiały informacyjne ZSRR

Zastosowania diod świecących

ANDRZEJ CZERNIC

Diody świecące LED są stosowane coraz powszechniej zarówno w sprzęcie profesjonalnym jak i amatorskim. Ich rozpowszechnieniu sprzyja stosunkowo niska cena, dostępność na rynku krajowym, czytelność wskazań oraz uzyskiwana estetyka gotowych urządzeń. Podajemy kilka rozwiązań układowych umożliwiających rozszerzenie zakresu zastosowań tych popularnych elementów.

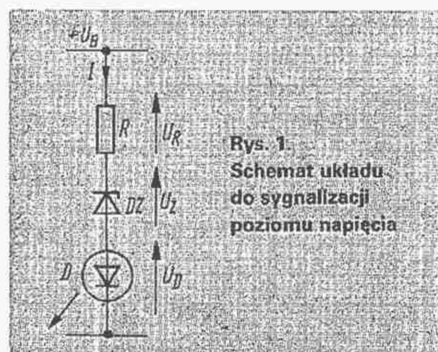
Na rysunku 1 przedstawiono schemat układu służącego do sygnalizowania przekroczenia poziomu napięcia UB powyżej założonej wartości. Dioda D świeci, jeżeli napięcie UB jest większe od napięcia pracy diody Zenera. Próg zadziałania określa się dobierając diodę Zenera o potrzebnej wartości UZ. Z rysunku 1 wynika, że:

$$UR = UB-(UD+UZ) \quad [V]$$

Rezystancję R możemy obliczyć ze wzoru:

$$R = \frac{UR}{I} \quad [\Omega]$$

Jeżeli napięcie UB będzie wzrastać, będzie jednocześnie rósł prąd I, a jego maksymalną wielkość przyjmiemy jako I_{max} = ID (katalogowe). Należy też sprawdzić, czy przyjęta wielkość prądu jest do puszczalna dla wybranej diody Zenera.



Rys. 1. Schemat układu do sygnalizacji poziomu napięcia

Przykład:

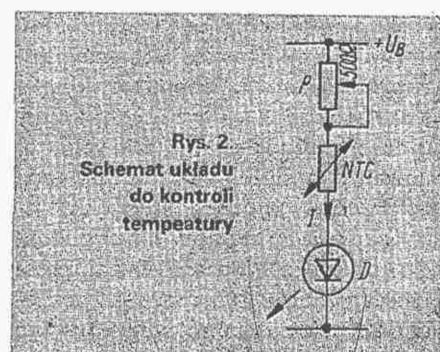
Obliczyć wartość R dla układu sygnalizującego przekroczenie napięcia 9 V przy maksymalnym napięciu UB = 15 V. Dobieramy diodę elektroluminescencyjną CQYP40 o ID = 20 mA i UD = 2 V. Odpowiednia będzie dioda Zenera BZP630C9 V1 o UZ = 9,1 V i maksymalnym prądzie dopuszczalnym ~27 mA.

Wówczas:

$$UR = 15-(2+9,1) = 3,9 \text{ V}$$

stąd: $$R = \frac{3,9}{20} \cdot 10^3 = 195 \ \Omega$$

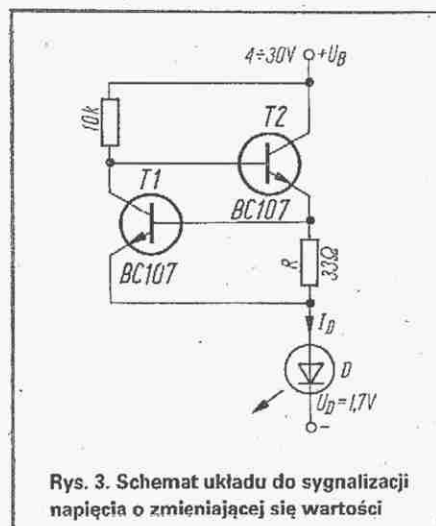
Wykorzystując diody LED możemy zbudować prosty układ sygnalizujący osiągnięcie określonej (np. granicznej) temperatury takich elementów, jak: radiatory, korpusy silników czy rdzenie transformatorów. Schemat odpowiedniego układu przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Schemat układu do kontroli tempeatury

Dioda D rozświetla się w miarę wzrostu temperatury termistora, a przy maksymalnej temperaturze świeci pełną jasnością. Obliczenie układu byłoby dość skomplikowane i dlatego dla zestawienia układu posłużymy się metodą praktyczną. Należy pamiętać, że w układzie wg rys. 2 termistor jest ogrzewany nie tylko zewnętrznie, ale równie wewnętrznie wskutek przepływu prądu I. Jeżeli termistor ma zbyt małe wymiary lub wartość prądu jest zbyt duża, układ może mieć tendencję do specyficznego samowzbudzenia.

Dlatego dobieramy diodę D o możliwie małym prądzie ID, np. 10 mA lub też wykorzystujemy zakres świecenia posiadanej diody w granicach do $I \leqslant 10$ mA. Najlepiej zastosować termistor pastylkowy o średnicy 8...10 mm i rezystancji 400...1300 Ω w temperaturze 20°. Układ zestawiamy jak na rysunku, potencjometr P zwieramy i tak dobieramy wielkość napięcia UB, aby nastąpiło zauważalne rozjarzenie się diody D, co powinno mieć miejsce przy prądzie około 1 mA. Następnie ogrzewamy termistor do maksymalnej przewidywanej temperatury i potencjometrem P ograniczamy prąd I do wielkości dopuszczalnej dla diody lub przyjętej wartości 10 mA. Dla uzyskania bardziej dokładnych wskazań napięcie UB powinno być stabilizowane.



Rys. 3. Schemat układu do sygnalizacji napięcia o zmieniającej się wartości

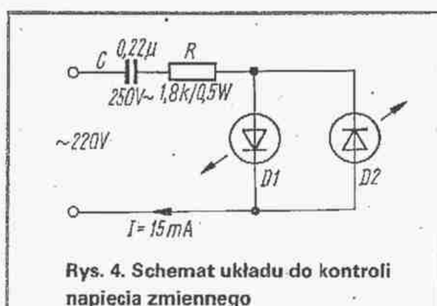
Przedstawiony na rys. 3 układ umożliwia zasilanie diod świecących napięciem, którego wielkość może się zmieniać w dość szerokich granicach. Dioda D świeci równomiernie przy napięciu UB zmieniającym się od 4 do 30 V. Podane rozwiązanie ma zastosowanie, np. przy sygnalizowaniu obecności napięcia wyjściowego regulowanych zasilaczy, silników prądu stałego pracujących przy zmiennych obrotach i napięciach, a także w innych podobnych urządzeniach. Po uzupełnieniu prostownikiem mostkowym może służyć również do sygnalizowania obecności napięć przemiennych zmieniających się w przyjętych granicach. Tranzystory T1 i T2 pracują w układzie źródła prądowego. Potrzebną wielkość prądu możemy wyliczyć następująco:

$$ID = \frac{UBE}{R} \cong \frac{0,7\ V}{R}\ [A]$$

Dla R = 33 Ω otrzymujemy wartość prądu ID = 20 mA, stabilną w granicach ±10% w zakresie od 4 do 20 V. Układ jest skompensowany termicznie. Maksymalne napięcie UB zależy od wielkości dopuszczalnego napięcia UCE tranzystorów T1 i T2.

Diody LED są chętnie używane przez konstruktorów do sygnalizowania w budowanych urządzeniach stanu włączenia zasilania sieciowego. W przyjętych rozwiązaniach, niejako klasycznych, diody są zasilane z prostownika niskiego napięcia urządzenia, którego stan pracy ma sygnalizować.

Przy postępującej miniaturyzacji często okazuje się, że pobór mocy przez diodę jest porównywalny lub większy niż moc zasilanego urządzenia. Można oczywiście zasilać diody z sieci 220 V, ale wtedy rezystor redukcyjny miałby rezystancję 11 kΩ, a moc w nim tracona wynosiłaby 4,4 W.



Rys. 4. Schemat układu do kontroli napięcia zmiennego

Na rysunku 4 podano schemat układu z kondensatorem, umożliwiającego zasilanie diod LED z sieci 220 V~ w bardziej dogodny sposób. W tym układzie muszą pracować dwie diody. Gdyby zastosować tylko jedną diodę, zostałaby ona zniszczona przez wysokie napięcie powstające na jej końcówkach podczas ujemnych półokresów.

Przy posługiwaniu się przenośnym sprzętem o zasilaniu bateryjnym bardzo istotną sprawą jest określenie stopnia zużycia baterii; przeoczenie właściwej pory ich wymiany może spowodować zalanie elektrolitem wnętrza urządzenia. Niektóre drogie urządzenia mają wbudowane mierniki napięcia baterii, lecz i wtedy pomiar nie jest dokonywany w sposób ciągły, a często przy odłączonym urządzeniu zasilanym. Równie uważnie powinniśmy kontrolować postępujący spadek napięcia przy urządzeniach zasilanych z akumulatorów.

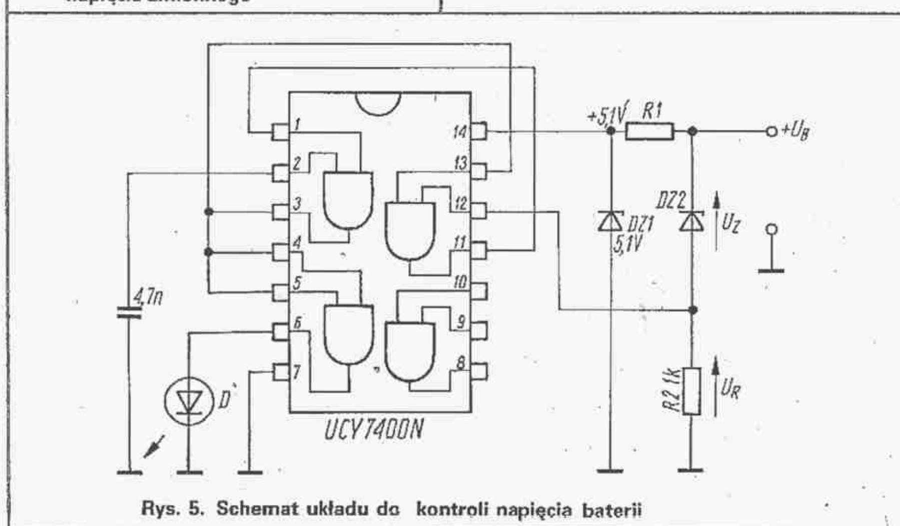
Na rysunku 5 przedstawiono schemat układu umożliwiającego w sposób ciągły, podczas pracy urządzenia, kontrolowanie poziomu napięcia UB baterii czy akumulatora. Spadek tego napięcia poniżej wartości przez nas założonej powoduje rozświetlenie się diody LED. Dioda świeci się aż do momentu wyłączenia zasilania.

Dioda Zenera DZ1 i rezystor R1 służą do stabilizacji napięcia dla układu scalonego. Dioda DZ2 z rezystorem R2 umożliwia uzyskanie progu napięciowego sterującego przerzutnik. Próg określamy dobierając diodę Zenera DZ2 o napięciu pracy UZ wg wzoru:

$$UZ = UB - 1\ [V]$$

Wartość rezystora R1 obliczamy ze wzoru:

$$R1 = \frac{UB - 5}{0,03}\ [\Omega]$$



Rys. 5. Schemat układu do kontroli napięcia baterii

Dokładniejszy dobór napięcia, przy którym następuje przełączenie, może wymagać pewnej korekty wartości rezystora R2. Praktycznie przerzutnik przełącza, jeżeli napięcie UR spadnie poniżej 1,5...1,4 V. Dioda LED dowolnego typu.

Gotowe urządzenie ma na tyle małe wymiary, że można je dość łatwo wmontować do wnętrza posiadanego odbiornika czy magnetofonu.

LITERATURA

1. Siemens. Design Examples of Semiconductor Circuits. Ed. 75/76
2. Funkschau nr 22/1973 i 12/1977

Wzmacniacz dyskotekowy 2 x 100 W

W nrze 9/1982 miesięcznika „Funkamateur" (NRD) jest zamieszczony artykuł F. Hullmanna o wzmacniaczu 2×100 W, przeznaczonym do dyskoteki. Niżej podajemy skrócony opis tego wzmacniacza.

Dane techniczne

Pasmo przepustowe (±1 dB):	20 Hz... 20 kHz
Współczynnik zawartości harmonicznych:	≤0,2%
Szumy własne i przydźwięk:	80 dB (P = 100 W)
Rezystancja wejściowa:	15 kΩ
Znamionowe napięcie wejściowe:	775 mV

Na rysunku 1 przedstawiono schemat wzmacniacza o mocy 100 W (jeden kanał). Ponieważ układ wzmacniacza jest konwencjonalny, podamy tylko kilka najważniejszych informacji.

Rezystorem nastawnym R5 ustala się prawidłowy podział napięcia między obu ramionami stopnia wyjściowego tak, aby przez głośnik nie przepływał prąd stały. Rezystorem R8 ustala się głębokość sprzężenia zwrotnego i czułość wejściową wzmacniacza. Rezystorem R15 ustala się wartość prądu spoczynkowego stopnia mocy. Powinien on wynosić około 100 mA.

Przy uruchamianiu wzmacniacza rezystor R15 ustawia się początkowo na najmniejszą wartość rezystancji. Kondensatory C3, C6 i C7 oraz układ C8, R26, przeciwdziałają wzbudzaniu się wzmacniacza, które to jest bardzo niebezpieczne dla tranzystorów mocy.

Dioda D6 przewodzi w przypadku stopienia się bezpiecznika B2, łącząc emiter tranzystora T4 z masą. Bez tej diody stopienie się bezpiecznika B2 powodowałoby otwarcie tranzystorów T8 i T10 i ewentualnie uszkodzenie głośnika oraz tranzystorów mocy.

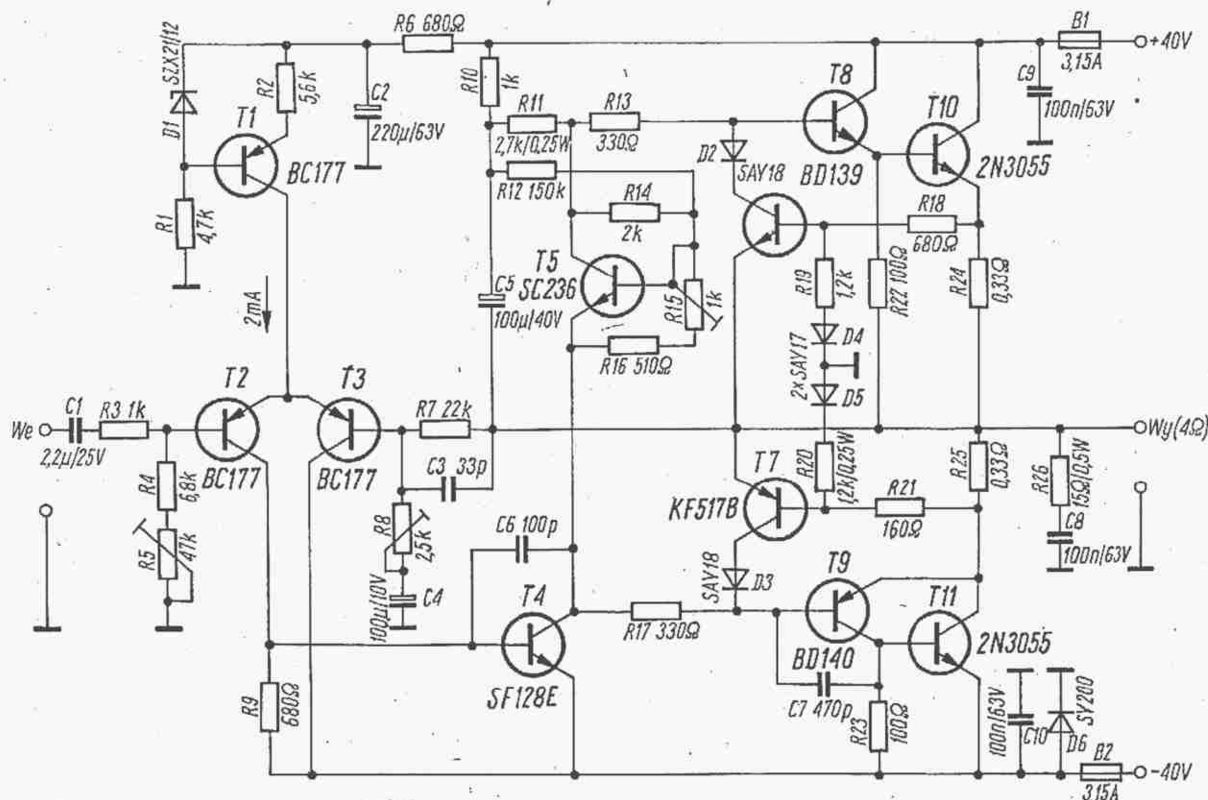
Układ z tranzystorami T6 i T7 zaczyna działać, gdy impedancja obciążenia zmniejszy się do 2 Ω. Zwarcie wyjścia przy wysterowanym wzmacniaczu nie powoduje uszkodzenia, bowiem układ zabezpieczający ogranicza prąd płynący przez tranzystory mocy do wartości około 2 A.

Współczynniki wzmocnienia prądowego tranzystorów mocy nie powinny różnić się zbytnio (dobrane pary), przy czym należy tak dobrać T8/T10 i T9/T11, aby współczynniki wzmocnienia prądowego ramion układu były wyrównane.

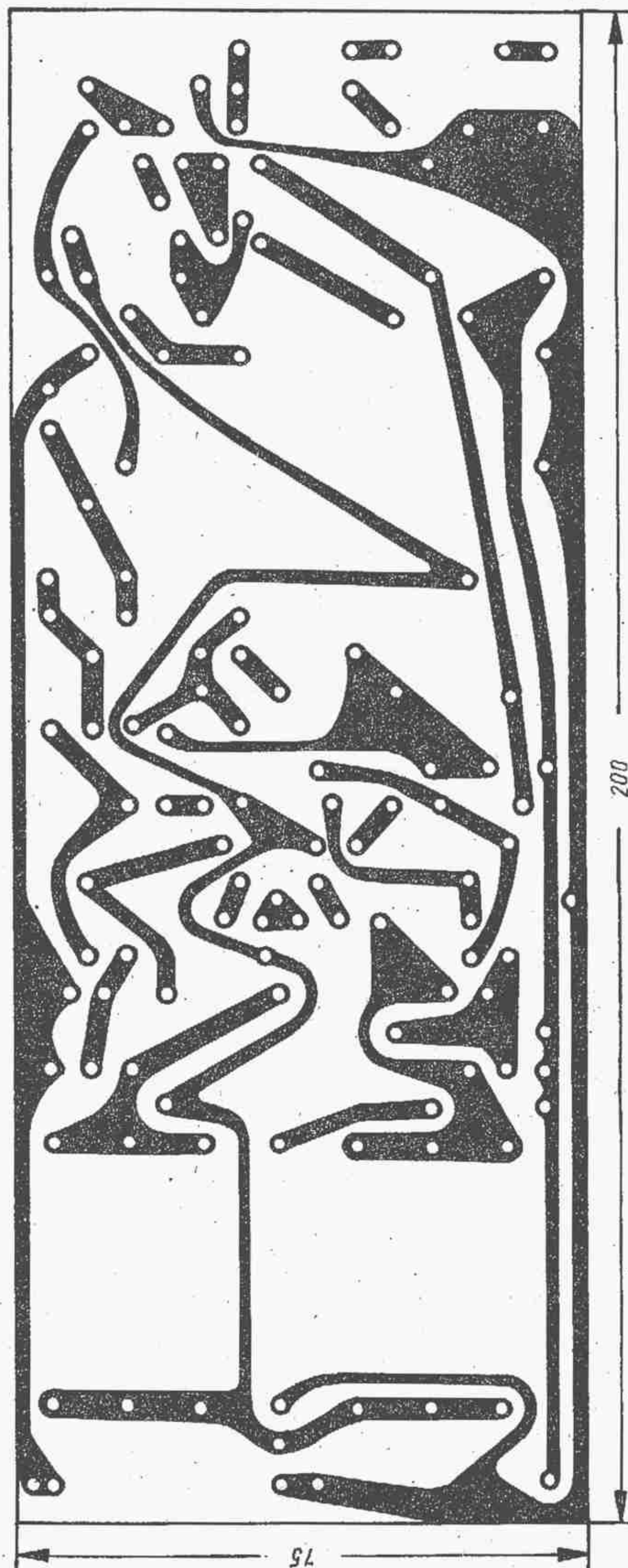
W zasilaczu (wspólnym dla dwóch wzmacniaczy) zastosowano transformator o napięciu 2×28 V i mocy 400 VA. Do wygładzenia prądu użyto 10 kondensatorów 2200 μF/63 V.

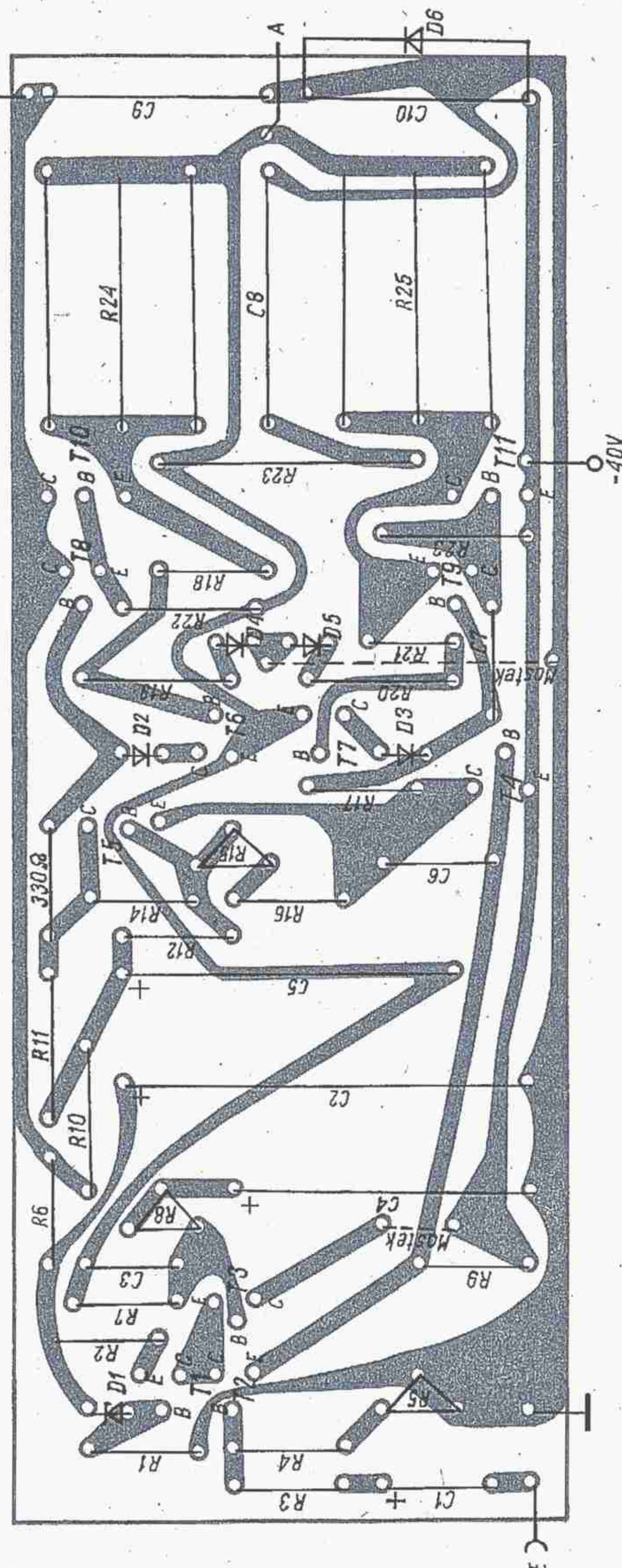
Płytkę montażową i sposób rozmieszczenia na niej elementów przedstawiono na rysunku 2.

Całość (dwa wzmacniacze i zasilacz) zmontowano na wspólnej podstawie z blachy aluminiowej w kształcie litery C. Tranzystory mocy są umieszczone na oddzielnych radiatorach przymocowanych do tylnej ścianki podstawy (po stronie zewnętrznej, w celu zapewnienia dobrego chłodzenia). Do jednego z radiatorów (każdego z dwóch wzmacniaczy) jest przymocowany tranzystor T5. Radiatory powinny zapewniać wystarczające chłodzenie tranzystorów przy mocy traconej do 40 W. Tranzystory T8 i T9 są wyposażone w małe radiatory (o powierzchni co najmniej 6 cm^2), wykonane z blachy miedzia-



Rys. 1. Schemat wzmacniacza o mocy 100 W





Rys. 2. Płytka montażowa i sposób rozmieszczenia elementów

nej lub aluminiowej. Tranzystor T4 wyposażono w radiator skrzydełkowy, nałożony wprost na obudowę tranzystora. Rezystory R24 i R25 zostały utworzone z trzech połączonych równolegle rezystorów 1Ω/4 W.

Jako tranzystor T4 może być zastosowany tranzystor typu BC211, a jako T5 – tranzystor typu BC238. W układzie zabezpieczającym (T6 i T7) można zastosować tranzystory typu BC147 i BC157.

Warto zwrócić uwagę na to, że tranzystory mocy pracują w ekstremalnych warunkach. Jak wiadomo, dopuszczalne napięcie kolektor-emiter tranzystora 2N3055 wynosi U_{CEO} = 60 V. W związku z tym należy stosować tranzystory wyprodukowane przez najlepsze firmy, bądź zastosować tranzystory mocy wytrzymujące większe napięcie (np. 2N6488).

Konstruktor wzmacniacza zamieścił w jego opisie stwierdzenie, że wzmacniacz pracuje dłuższy czas bez żadnych usterek

R.T

Anteny płaszczyznowe z płaskim reflektorem na IV i V pasmo TV

MAREK CYGAN

Spełniając życzenia wielu czytelników publikujemy opis anteny szerokopasmowej dla IV i V pasma TV. Należy jednak podkreślić, że antena ta ma mniejszy zysk w stosunku do Yagi 20–30-elementowej, ale jest za to szerokopasmowa i wykazuje mniejszą wrażliwość na zakłócenia wywołane przez samochody.

Redakcja

Wieloelementowe anteny płaszczyznowe promieniują prostopadle do kierunku rozmieszczenia elementów czynnych. Najczęściej spotykane dipole całofalowe o kształcie dwóch trójkątów (dipole motylkowe) zwróconych do siebie wierzchołkami są rozmieszczone w szyku pionowym w odległości 0,5 $\lambda_{śr}$ – jeden od drugiego. W wyniku zastosowania dipoli całofalowych o małej smukłości, a więc z silnie stłumionych własnościach rezonansowych, antena charakteryzuje się dużą szerokpasmowością i przystosowana jest do pracy w pasmie 470...790 MHz. Przez dodanie półfalowych elementów kompensacyjnych (w formie prętów wg wymiarów na rys. 3) przed każdym dipolem całofalowym, można pokryć pasmo 470...890 MHz.

Dipole są połączone za pomocą linii długiej. Jest ona przeplatana między każdymi dwoma lub większą iczbą dipoli skrajnych. Zapewnia to synfazowe połączenie elementów czynnych. Reflektor anteny jest wykonany z prętów ułożonych równolegle w postaci płaszczyzny odbijającej.

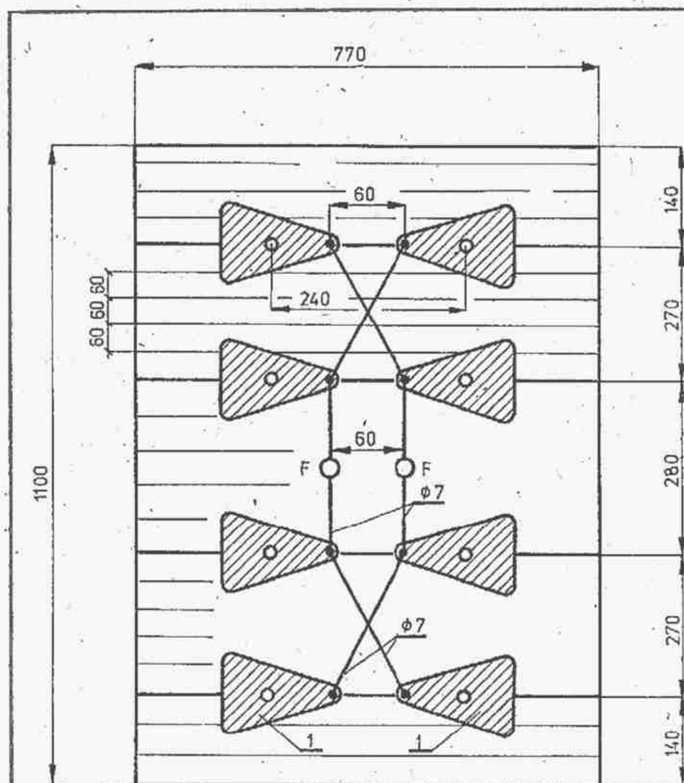
Konstrukcję anteny przedstawiono na rysunku 1. Średni zysk anteny wynosi 12 dB. Stosunek promieniowania głównego do wstecznego 22 dB. Fider przyłącza się do punktów FF. Opór promieniowania wynosi 300 Ω.

Dipole anteny należy wykonać z blachy aluminiowej o grubości 1...3 mm (rys. 2) i umocować na wysięgnikach zapewniających metaliczne połączenie z reflektorem. Punkty mocowania ustalono w węzłach napięcia, dzięki czemu nie wpływają one na pracę dipoli, natomiast metaliczne połączenie z uziemionym reflektorem zabezpiecza przed przedostawaniem się do fidera przepięć podczas wyładowań atmosferycznych. Podobnie montujemy na wysięgnikach elementy kompensujące po 1 sztuce do każdego dipola (rys. 3).

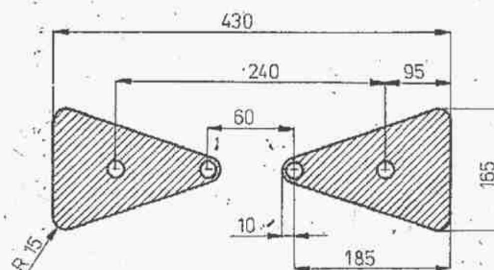
Dipole należy połączyć drutem o średnicy 7 mm, np. lutując go do wbitych nitów miedzianych (zabezpieczyć przed korozją). Podaną średnicę drutu trzeba koniecznie zachować, ponieważ wpływa ona na opór falowy linii. Przy innej średnicy drutu należy zachować stosunek średnicy do odległości 7:60. Odległość drutów należy utrzymać również przy skrzyżowaniach; należy je więc odpowiednio wygiąć.

Sposób wykonania reflektora pozostawiono wykonawcy. Można go np. pospawać łącznie z wysięgnikami z prętów stalowych.

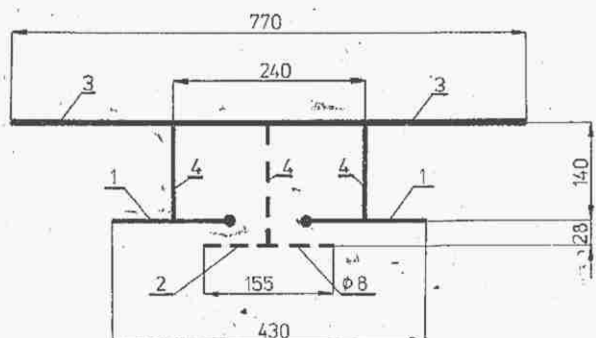
Opisana antena jest szczególnie przydatna przy odbiorze kilku stacji TV-UHF widzianych pod kątem do 50°. Dzięki zastosowaniu tej konstrukcji odpadnie kłopot



Rys. 1. Szkic konstrukcji anteny
1 – dipol motylkowy,
2 – element kompensacyjny (2) nie uwidoczniony na tym rysunku



Rys. 2. Dipol całofalowy



Rys. 3. Sposób mocowania dipola i elementu kompensacyjnego
1 – dipol motylkowy, 2 – element kompensacyjny,
3 – reflektor, 4 – wysięgniki

instalacji kilku osobnych anten i budowy skomplikowanych zwrotnic często niemożliwych do wykonania amatorskiego. Średni zysk anteny jest niewielki i odpowiada zyskowi anteny Yagi 13-elementowej typu ATVz-13 na IV pasmo, produkowanej seryjnie przez zakłady POLKAT. Znacznie większym zyskiem charakteryzują się anteny Yagi przeznaczone do pracy w grupie kilku kanałów (2...30-elementowe 16–18,5 dB) oraz układy synfazowe tych anten, które wydają się bardziej korzystne do odbioru poza granicami zasięgu. Szeroki kąt odbioru, który w niektórych przypadkach jest zaletą anten płaszczyznowych, przy dużym tłoku pobliskich przemienników i dalekich stacji TV może powodować zakłócenia interferencyjne. W przypadku anten Yagi ostrokierunkowych zakłócenia takie można wyeliminować.

Istotnym elementem niedocenianym i będącym przyczyną szeregu niepowodzeń przy budowie instalacji antenowej pracującej w zakresie UHF jest fider. Popularny antenowy kabel ekranowy o średnicy zewnętrznej 6 mm ma tłumienie 0,2 dB/m w III pasmie, a w V pasmie tłumienie wzrasta do 0,6 dB/m. Prowadząc od anteny z dachu fider o długości 20 m otrzymamy tłumienie 12 dB, a więc odpowiadające zyskowi anteny. Należy zastosować kabel o większej średnicy i mniejszym tłumieniu, np. RK-3 stosowany w instalacjach radiotelefonicznych.

Nieodzownym elementem instalacji antenowej przy odbiorze poza granicami zasięgu jest wzmacniacz antenowy Wa-3/IV produkowany np. przez zakłady POLKAT, dający dodatkowe 15 dB wzmocnienia.

Opracowano na podstawie książki: E. Spindler – „Antennen" VEB Verlag Technik, Berlin 1979.

Zespoły głośnikowe Tesla

Głośniki i zespoły głośnikowe firmy Tesla odznaczały się od lat wysoką jakością. Jednocześnie konstruktorów tej firmy cechuje praktycyzm, czego dowodem są przedstawione niżej nowe zespoły głośnikowe. Trzy zespoły głośnikowe o różnej wielkości i klasie są produkowane w dwóch wersjach: o impedancji 4 Ω i 8 Ω, co pozwala zaspokoić większość zapotrzebowania na zespoły głośnikowe.

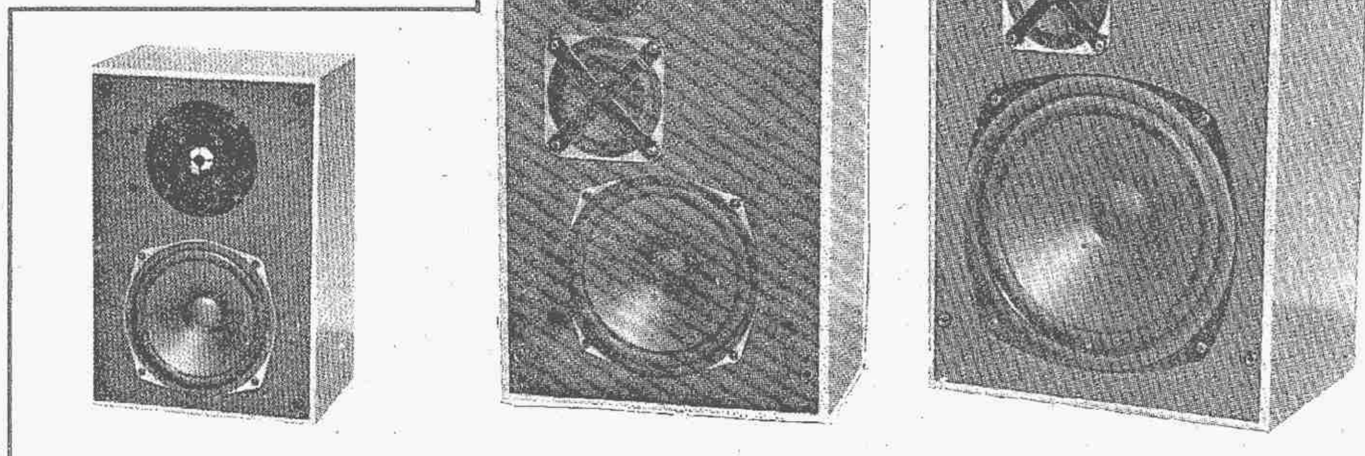
Na fotografii obok przedstawiono widok tych zespołów głośnikowych (bez maskownic w celu uwidocznienia zastosowanych głośników).

W tablicy zawarto dane zespołów głośnikowych o impedancji 4 Ω. Zespoły o impedancji 8 Ω mają takie same dane techniczne z tym, że w oznaczeniach typów głośników ostatnią cyfrą jest 8, a nie 4.

Jak widać, rozwiązanie jest nowoczesne, ale bez jakichś szczególnych oryginalności. Zastosowane głośniki to: głośnik niskotonowy o miękkim zawieszeniu membrany, o wielkości dostosowanej do mocy i rozmiarów zespołu głośnikowego, specjalny głośnik średniotonowy o średnicy około 10 cm oraz wysokotonowy głośnik kopułkowy.

Amatorom, którzy chcieliby skonstruować podobne zespoły oparte na głośnikach produkcji krajowej, można zalecić następujące typy: niskotonowe GDN16/12, GDN20/25, GDN30/60 (ew. GDN25/40), średniotonowe GD12/8, GDM18/40, wysokotonowe GDWK9/40, GDWK14/40.

R.T.



Dane techniczne zespołów głośnikowych f-my Tesla

Typ	Impedancja (Ω)	Moc znam. (W)	Pasmo przenoszenia (Hz)	Objętość (dcm^3)	Skuteczność (dB)	Rozmiary (mm)	Masa (kg)	Głośniki
ARS 1014	4	20	40–20 000	12	84	360×250×215	6	ARN 5604, ARV 3604
ARS 1034	4	25	35–20 000	30	86	550×340×245	12,5	ARN 6604, ARZ 4604, ARV 3604
ARS 1054	4	40	26–20 000	50	87	680×400×318	20,5	ARN 8604, ARZ 4604, ARV 3604

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 7–8 (273–274) LIPIEC-SIERPIEŃ 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, Tel. 26-73-73

VI PLENUM ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

10 kwietnia br. odbyło się w Warszawie VI posiedzenie plenarne Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców. Wzięli w nim udział, oprócz członków władz naczelnych PZK, prezesi Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK i zaproszeni goście. Posiedzenie odbyło się w bardzo ważnej dla polskiego krótkofalarstwa chwili, kiedy pierwsze kilkaset polskich radiostacji amatorskich rozpoczęło pracę w „eterze" po przerwie spowodowanej ograniczeniami stanu wojennego.

Obradom przewodniczył prezes PZK prof. dr Andrzej Zieliński SP5LVV. Zebrani chwilą ciszy uczcili pamięć zmarłych ostatnio członków Zarządu Głównego PZK: Jerzego Ledwiga SP6UK i Mariana Lechmana SP3AWF.

W swoim zagajeniu prezes PZK wyraził nadzieję, że obecne Plenum zapoczątkuje lepsze czasy w polskim krótkofalarstwie. Następnie odbyła się uroczystość dekoracji odznaczeniami państwowymi i resortowymi działaczy PZK. Złoty Medal za Zasługi dla Obronności Kraju przyznano Stanisławowi Nowickiemu SP2NS, srebrny medal – Jerzemu Balukowi SP5LM i brązowy medal – Michałowi Gryniewiczowi SP8MAG. Złotą Odznakę Zasłużonego Pracownika Łączności otrzymał Bohdan Dąbrowski SP5BD, srebrną odznakę – Tadeusz Grall SP7FP i Stanisław Suszko SP8ENN, brązową odznakę – Ryszard Łuczak SP3JYU. Brązowe Odznaki Za Zasługi dla Obrony Cywilnej otrzymali: Grażyna Orłowska SP-0205-WR, Henryk Pacha SP6ARR, Franciszek Borzymowski SP6DB i Wojciech Kłosok SP9PT.

Porządek dzienny roboczej części obrad przewidywał: powołanie Komisji Wniosków i Uchwał, wystąpienie prezesa PZK, przyjęcie do wiadomości wystąpienia Głównej Komisji Rewizyjnej PZK, omówienie projektu planu finansowego na 1983 r. i sprawozdania finansowego za 1982 r., dyskusję, wybory uzupełniające do władz PZK, zatwierdzenie regulaminów Komisji Eterowych i Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji Sportowej oraz podjęcie uchwał i przyjęcie wniosków. Wybrano Komisję Wniosków i Uchwał w składzie: SP4BBU (przewodniczący), SP5LP i SP6ARE.

Następnie zabrał głos prezes PZK. A oto skrót jego wystąpienia.

„Obecne Plenum jest spóźnione o około 3 miesiące w stosunku do planowanego terminu. Jedną z głównych przyczyn opóźnienia była sytuacja lokalowa Biura ZG PZK w grudniu 1982 r. Istniała konieczność opuszczenia zajmowanego lokalu, a równocześnie trwały starania o uzyskanie nowego lokalu, odpowiadającego naszym potrzebom. W rezultacie tych starań, przy wydatnej pomocy kierownika Wydziału Społeczno-Zawodowego KC PZPR, uzyskaliśmy wygodne pomieszczenia.

Drugą przyczyną opóźnienia terminu Plenum były trudności z obsadą stanowiska dyrektora Biura ZG PZK. Podjął się tej odpowiedzialnej i trudnej pracy kol. Jerzy Miśkiewicz SP8TK, mimo stałego zamieszkiwania w Lublinie. Prezydium ZG PZK zaangażowało go z dniem 1 stycznia br. Pierwszy okres pełnienia nowych obowiązków kol. Miśkiewicz musiał poświęcić na przejęcie nowych obowiązków i zapoznanie się z całokształtem spraw bieżących.

Po zawieszeniu stanu wojennego w Polsce z dniem 1 stycznia br. spodziewaliśmy się, że rygory tego stanu będą zniesione również w odniesieniu do działalności krótkofalarskiej. Stało się jednak inaczej. Rozpoczęta przez nas wcześniej akcja aktualizacyjna napotkała na przeszkody formalne i przewidywane na styczeń 1983 r. rozpoczęcie wydawania licencji nie nastąpiło. W tej sytuacji Prezydium ZG PZK postanowiło zwołać naradę prezesów ZOW PZK w lutym, poświęconą omówieniu przebiegu akcji aktualizacyjnej w Oddziałach, a Plenum zwołać wówczas, kiedy będziemy mieli określony program pozytywnego działania. Okazało się to możliwe dopiero teraz.

Moment, w którym obradujemy wydaje się znacznie bardziej korzystny do podejmowania programów na przyszłość, niż to mogło mieć miejsce w grudniu lub styczniu.

Po ubiegłorocznym, majowym posiedzeniu plenarnym ZG PZK Prezydium podjęło starania, mające na celu ustalenie kalendarza przedsięwzięć zmierzających do wznowienia działalności krótkofalarskiej. Jesienią, w wyniku negocjacji z władzami ustalono, że siłami społeczności krótkofalarskiej zostanie przeprowadzona aktualizacja wniosków o zwrot licencji i sprzętu z depozytu. Przyjęliśmy, że większość zaktualizowanych wniosków będzie załatwionych do końca 1982 r., ale akcja aktualizacyjna będzie trwać do końca 1983 r. Po tym terminie obowiązywać będzie normalna procedura uzyskiwania licencji.

Akcja aktualizacyjna w terenie rozwinęła się poprawnie, mimo różnych, drobnych kłopotów. W końcu stycznia br. liczba zaktualizowanych wniosków przekroczyła 1250, natomiast 1 kwietnia – przekroczyła 1700. Początkowo uzyskaliśmy informację, że wydawanie licencji dla radiostacji klubowych rozpocznie się w kwietniu, natomiast dla radiostacji indywidualnych na przełomie 2 i 3 kwartału. Negocjacje doprowadziły do zmiany tych ustaleń. Obiecano rozpocząć wydawanie licencji w marcu, zarówno dla radiostacji klubowych, jak i indywidualnych. Wzięto tu pod uwagę SP DX Contest – doroczne zawody międzynarodowe, organizowane od wielu lat przez PZK. W rezultacie wydano około 460 zezwoleń indywidualnych i ponad 70 zezwoleń dla radiostacji klubowych PZK, LOK i ZHP. Nasza obecność w „eterze" stała się faktem. Dziś problem polega na tym, aby nastąpiła kontynuacja tego korzystnie rozpoczętego procesu, aby wydawanie licencji i sprzętu z depozytu było kontynuowane.

Pragnę w tym miejscu zaapelować o daleko idącą dyscyplinę, zarówno w zakresie pracy w „eterze", jak i w zakresie kontaktów wewnętrznych w Związku. Proponuję okazać odpowiednią dozę cierpliwości i spokoju, a jednocześnie czynić dalsze starania o całkowite uruchomienie amatorskiej służby radiokomunikacyjnej w kraju, w trybie dla tych starań przewidzianym.

Zapoczątkowany proces jest nieodwracalny i w najbliższych tygodniach lub miesiącach krótkofalarstwo w Polsce powinno osiągnąć stan normalny. Ten stan normalny powinien być

jednak inny, niż stan z okresu przed zawieszeniem działalności krótkofalarskiej. Powinna zostać uporządkowana sfera prawna funkcjonowania krótkofalarstwa w kraju. Mam tu na myśli przygotowywane nowe zarządzenie ministra Łączności w sprawie krótkofalarstwa i projektowaną nowelizację instrukcji Państwowej Inspekcji Radiowej. Prezydium ZG PZK jest zapoznawane z projektami tych dokumentów i będzie postulować wprowadzenie sformułowań korzystnych dla Związku i całego polskiego krótkofalarstwa.

W interesie ruchu krótkofalarskiego Związek nasz powinien utrzymywać ścisłe kontakty ze wszystkimi partnerami, mającymi wiele do powiedzenia w zakresie rozwoju krótkofalarstwa w kraju.

Nowym dla nas elementem jest organizowanie się Patriotycznego Ruchu Odrodzenia Narodowego. Widzimy konieczność włączania się do tego ruchu, o czym mówiliśmy już podczas marcowego, rozszerzonego posiedzenia Prezydium, które odbyło się 5 i 6 marca w Bydgoszczy. Podjęliśmy tam decyzję o przystąpieniu PZK do PRON i wydaliśmy zalecenie włączania się Oddziałów Wojewódzkich PZK do terenowych ogniw tego ruchu. Proponujemy, aby obecne Plenum potwierdziło stanowisko Prezydium ZG PZK w tej sprawie w odpowiedniej uchwale.

Przechodząc do spraw wewnętrznych PZK należy na wstępie stwierdzić, że w wielu przypadkach obserwujemy osłabienie aktywności członków, także członków władz PZK. Można to wiązać z obecną sytuacją krótkofalarstwa. Jednak nadchodzący okres zmusza nas do pełnej mobilizacji, do czego powinny przyczynić się pewne propozycje personalne, które tu zostaną przedstawione.

Działalność sportowa PZK była w minionym roku praktycznie ograniczona do amatorskiej radiostacji sportowej, która została wznowiona w pierwszej połowie minionego roku. Chcemy nadal rozwijać ten sport. Ustaliliśmy kalendarz imprez sportowych, w którym znalazły się mistrzostwa Polski ARS. Kalendarz ten przewiduje jeszcze mistrzostwa Polski Szybkiej Telegrafii Sportowej i przedsięwzięcia związane z uczczeniem 40-lecia Ludowego Wojska Polskiego.

Działalność techniczna była także ograniczona, do czego – obok ograniczeń związanych z obowiązującym stanem wojennym – przyczyniła się choroba wiceprezesa ZG PZK d/s technicznych kol. SP7HF. Mimo to utrzymywano robocze kontakty z ZPR OMIG, czego owocem jest zaakceptowanie warunków technicznych na trzy typy nowych filtrów 9 MHz do urządzeń SSB. Rozprowadzono około 1000 kompletów płytek drukowanych do transceivera wg SP5WW. Czyni się starania o wyprodukowanie płytek montażowych także do innych urządzeń. Utrzymywano kontakty z zakładami, które wyraziły chęć produkcji urządzeń dla krótkofalowców. Opracowano wstępnie projekt regulaminu konkursu twórczości krótkofalarskiej, który zostanie ogłoszony zaraz po całkowitej normalizacji sytuacji w polskim krótkofalarstwie. Widzimy konieczność uruchomienia w niedługim czasie działalności gospodarczej, która powinna poprawić zaopatrzenie krótkofalowców w sprzęt i materiały.

W sprawach organizacyjnych mamy także wiele do zrobienia. Oczekujemy dalszego usprawnienia działalności Biura ZG PZK, a także biur Oddziałów Wojewódzkich. Proponuję, aby powstała Komisja Organizacyjna PZK, która będzie zajmować się licznymi sprawami polityki zewnętrznej, jak też wewnętrznymi problemami organizacyjnymi. Zajmie się ona także przygotowaniem Zjazdu Krajowego PZK, w tym także przygotowaniem projektu poprawek do statutu PZK.

Konieczne staje się dokonanie uzupełnień i zmian w składzie Zarządu Głównego i Prezydium. Zmarło dwóch członków ZG, jeden przebywa stale zagranicą, dwóch zasłużonych członków ZG złożyło rezygnacje: SP5CM i SP5FM. Na Zjeździe Krajowym wybraliśmy 29 członków ZG PZK. Możemy podjąć dziś uchwałę o powiększeniu tej liczby do 30, zgodnie ze statutem PZK. W tej sytuacji są do obsadzenia w Prezydium funkcje: wiceprezesa ds organizacyjnych, sekretarza, KF managera, a także można wybrać jeszcze jedną osobę dla wspomożenia pionu technicznego. Prezydium ZG PZK przygotowało propozycje w tych sprawach personalnych.

Mamy przed sobą wiele pracy na wszystkich odcinkach, ponieważ wkraczamy w okres normalnej działalności Związku. Możemy już dziś podjąć uchwałę o zwołaniu Zjazdu Krajowego PZK w niedługim czasie, np. w pierwszym półroczu 1984 roku. Pozostały do Zjazdu Krajowego czas należy wykorzystać do uporządkowania wielu spraw."

Po wystąpieniu prezesa PZK, przedstawiciel Głównej Komisji Rewizyjnej PZK SP9BQJ zapoznał zebranych z wynikami kontroli przeprowadzonej w Zarządzie Głównym PZK i Biurze ZG w dniu 8 kwietnia br. Kontrolą objęto także sposób powołania Komisji Eterowych i wydawnictwa PZK. Nie stwierdzono istotniejszych uchybień na kontrolowanych odcinkach. Wśród wniosków pokontrolnych zawarto między innymi: zalecenie rozpatrzenia możliwości utworzenia w Biurze ZG PZK stanowiska ds kontroli, niezwłoczne zatrudnienie wykwalifikowanego głównego księgowego, a także rozpatrzenie możliwości likwidacji niektórych, najmniejszych Oddziałów Wojewódzkich PZK przez połączenie ich z sąsiednimi dla lepszego wykorzystania aparatu wykonawczego. Zalecono także szybkie zakończenie prac nad projektem nowej instrukcji o gospodarce materiałowo-sprzętowej w PZK.

Sprawozdanie finansowe za 1982 r. i projekt planu finansowego PZK na 1983 r. przedstawił skarbnik ZG PZK SP5BFW.

W dyskusji zabrało głos kilkunastu uczestników posiedzenia. Dyskusja koncentrowała się wokół wystąpienia prezesa PZK i wygłoszonych sprawozdań. Z żywym poparciem spotkała się decyzja Prezydium o przystąpieniu PZK do Patriotycznego Ruchu Odrodzenia Narodowego. Jak powiedział SP2JS: „Krótkofalowcy, to ludzie dobrej woli, zaangażowani społecznie i oddani Ojczyźnie. Nasze przystąpienie do PRON będzie tego zaakcentowaniem."

Wiele miejsca w dyskusji poświęcono sprawom personalnym, w tym także celowości łączenia funkcji dyrektora Biura ZG z funkcją sekretarza. W przerwie dyskusji przeprowadzono wybory uzupełniające do Zarządu Głównego. Postanowiono wybrać 5 nowych członków ZG. W tajnym głosowaniu wybrano: Jerzego Goździa SP5CZA, Wiktora Chojnackieo SP5QU, Bogusława Piaseckiego SP2ATF, Jerzego Baluka SP5LM i Krzysztofa Słomczyńskiego SP5HS.

Do Prezydium ZG PZK wybrano: Ryszarda Reicha SP4BBU powierzając mu funkcję wiceprezesa ZG PZK ds. organizacyjnych, Jerzego Miśkiewicza SP7TK – funkcję sekretarza, Jerzego Baluka SP5LM – funkcję KF managera i Wiktora Chojnackiego SP5QU, który obok pełnionych dotychczas funkcji rzecznika prasowego PZK i kierownika Wydawnictw PZK, będzie wspomagał wiceprezesa ds technicznych w tych zagadnieniach.

W imieniu Komisji Wniosków i Uchwał SP4BBU odczytał projekty uchwał posiedzenia plenarnego ZG PZK. Uchwały zostały przyjęte bez uwag.

Przyjęto też regulaminy Komisji Eterowych w takim brzmieniu, w jakim były opublikowane w numerach 2 i 3 „Re" oraz regulamin Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji Sportowej. Regulamin ten będzie opublikowany w następnym numerze.

Na zakończenie posiedzenia prezes PZK SP5LVV wręczył Odznakę Honorową PZK SP8HNO, a następnie poinformował zebranych, że delegatem PZK na Krajowy Kongres PRON będzie SP4BBU.

SP5QU

Uchwały VI Plenum Zarządu Głównego PZK, podjęte 10 kwietnia 1983 r.

Polski Związek Krótkofalowców, reprezentujący rzeszę radioamatorów i krótkofalowców pracujących społecznie w klubach krótkofalowców i klubach specjalistycznych PZK na terenie całego kraju, potwierdza gotowość całego stowarzyszenia do aktywnego uczestniczenia w Patriotycznym Ruchu Odrodzenia Narodowego.

PZK, jako stowarzyszenie o ponad 50-letnich tradycjach i dużym dorobku, skupiający w swoich ogniwach organizacyjnych (klubach) radioamatorów-krótkofalowców, stosownie do postanowień swojego statutu nie prowadził i nie prowadzi działalności politycznej. Stowarzyszenie skupia w swoich szeregach członków o różnych poglądach i przekonaniach społeczno-politycznych, wyznaniowych, kulturalnych, o różnych cenzusach naukowych, zawodowych, majątkowych, bez względu na pozycję społeczną, stanowiska, zawody itp. wszystkich, których łączy wspólne zainteresowanie działalnością amatorskiej służby radiokomunikacyjnej.

W życiu organizacyjnym i w praktycznej działalności wymaga się i przestrzega, aby radioamator-krótkofalowiec był człowiekiem honoru, prawym, koleżeńskim, uczynnym, ofiarnym, wrażliwym na los innych ludzi. Ponadto wysoko ceni się umiejętności fachowe i ich doskonalenie, kunszt operatorski oraz kulturę pracy na międzynarodowo przydzielonych pasmach fal radiowych w ramach amatorskiej służby radiokomunikacyjnej.

PKZ jest członkiem Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej (IARU), a jego przedstawiciele pełnią odpowiedzialne funkcje z wyboru we władzach i organach tej Unii. Zarówno w kraju jak i w skali międzynarodowej wszyscy krótkofalowcy są kolegami, stanowiąc jedną rodzinę, rodzinę propagatorów i popularyzatorów radiotechniki i radiokomunikacji. Nasze stowarzyszenie wyraża podziękowanie stosownym Władzom Państwa za umożliwienie wznowienia, zawieszonej w dniu 13 grudnia 1981 r., działalności amatorskiej służby radiokomunikacyjnej w Polsce.

Wyrażamy nadzieję, że podjęta z inicjatywy PZK aktualizacja zezwoleń na posiadanie amatorskich urządzeń nadawczych i zwracanie zdeponowanego sprzętu będzie nadal systematycznie kontynuowane, co przyczyni się do wzrostu aktywności, niezbędnej dla wywiązania się krótkofalowców z zadeklarowanej w latach ubiegłych i określonej statutem działalności na rzecz potrzeb społecznych i obronnych. Krótkofalowcy polscy dowiedli wielokrotnie, że są ofiarnymi, patriotycznie zaangażowanymi w sprawy kraju obywatelami Polskiej Rzeczpospolitej Ludowej.

Wyrażamy przekonanie, że dalsza reaktywacja działalności amatorskiej służby radiokomunikacyjnej umożliwi PZK, jako reprezentantowi całego polskiego ruchu krótkofalarskiego w kraju i zagranicą, dalszy rozwój statutowej działalności na rzecz politechnizacji społeczeństwa, a szczególnie młodzieży.

Zgłaszając uczestnictwo w działalności Patriotycznego Ruchu Odrodzenia Narodowego wychodzimy z przekonania, iż porozumienie wszystkich obywateli kraju i zjednoczenie całego społeczeństwa wokół sprawy wyprowadzenia naszego kraju z kryzysu jest bezwzględną koniecznością, warunkującą dalszy byt narodu i rozwój Ojczyzny.

* * *

Wobec przewidzianego zakończenia aktualizacji licencji krótkofalarskich w Polsce z końcem 1983 r., Zarząd Główny PZK postanawia zwołać kolejny Zjazd Krajowy PZK w pierwszym półroczu 1984 r. Delegaci na Zjazd powinni być wybrani w I kwartale 1984 r. ponieważ czynne prawo wyborcze będzie przysługiwało tylko członkom zwyczajnym PZK.

Plenum ZG PZK zobowiązuje Prezydium do przygotowania programu działania w tym zakresie celem rozpatrzenia go na kolejnym posiedzeniu plenarnym ZG PZK.

* * *

ZG PZK doceniając ogromny wkład w rozwój krótkofalarstwa w Polsce kol. Anatola Jeglińskiego, proponuje przyznać mu tytuł Honorowego Członka PZK. Kolega Anatol SP5CM, jako krótkofalowiec o ponad 50-letnim stażu, położył szczególne zasługi w reaktywowaniu PZK. Był prezesem PZK, a następnie wieloletnim sekretarzem ZG PZK i dyrektorem Biura ZG PZK. Był zawsze silnie emocjonalnie związany z działalnością PZK. Plenum ZG PZK upoważnia Prezydium do przedłożenia odpowiedniego wniosku w tej sprawie Zjazdowi Krajowemu PZK.

* * *

W uznaniu zasług dla PZK w zakresie popularyzacji krótkofalarstwa ZG PZK nadaje Odznakę Honorową PZK następującym instytucjom i osobom: ośrodkowi TV we Wrocławiu, rozgłośni regionalnej PR w Lublinie, Wojewódzkiemu Komitetowi Kultury Fizycznej i Turystyki w Bydgoszczy i kol. Józefowi Wojcikowi SP8HNO.

* * *

Plenum ZG PZK po zapoznaniu się ze sprawozdaniem finansowym z działalności PZK w 1982 r. i projektem budżetu PZK na 1983 r. postanawia rozpatrzone dokumenty zatwierdzić.

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

- Jak donosi SP7AW, pierwszy w okręgu SP7 dyplom 5 Band DXCC otrzymała stacja SP7KTE – Studenckiego Klubu Krótkofalowców LOK przy Politechnice Świętokrzyskiej w Kielcach. Radiostacja ta dysponuje fabrycznym transceiverem TS-520S. Zespół SP7KTE przeprowadził już ponad 40 000 łączności z 265 krajami. Gratulujemy!
- Z dniem 1 marca 1983 r. uległa zmianie opłata za dyplom „CRACOVIA". Aktualnie wynosi ona 100 zł. Wyższe kwoty mile widziane ze względu na cel, jakim jest rewaloryzacja zabytków Krakowa. Wpłat należy dokonywać na nowe konto: PKO I OM w Krakowie nr 35510-12957-132. Właścicielem konta jest ZOW PZK w Krakowie. Należy koniecznie dopisać na odwrocie przekazu, że wpłata dotyczy dyplomu „CRACOVIA". Warunki uzyskania dyplomu nie uległy zmianie.
- OK1AIY, znany konstruktor amatorskich urządzeń mikrofalowych i UKF-owych nawiązał jesienią ub.r. szereg dalekich łączności w pasmach 70, 23 i 13 cm. Między innymi nawiązał w połowie września łączność w pasmie 23 cm ze stacją UP2LBO, a 30 października nawiązał w tym pasmie łączności ze stacjami z QTH lokatorów AM, CM, CL, CK, DL, DM, DN, YK, ZM i AL. Ustanowił także nowy rekord Europy w pasmie 13 cm. Wynosi on obecnie 1018 km.

SP5QU

Modyfikator brzmienia dźwięku

Wiadomo, że przy odtwarzaniu muzyki za pomocą jednego głośnika występuje tzw. „efekt dziurki do klucza", tj. dźwięk wydobywa się z jednego miejsca, co odbiega bardzo od pożądanych warunków odsłuchu. Gdy audycja monofoniczna jest odtwarzana za pomocą dwóch głośników, co jest szeroko praktykowane przy wykorzystaniu instalacji stereofonicznej do odtwarzania audycji monofonicznych, uzyskuje się pewną poprawę efektu, głównie wskutek powiększenia wymiarów źródła i zmiany stosunku dźwięku odbitego (rozproszonego) do dźwięku bezpośredniego.

Dalszym krokiem zmierzającym do polepszenia brzmienia dźwięków muzyki było opracowanie układu pseudostereofonicznego o takiej charakterystyce, że tony wysokie były odtwarzane przez głośnik lewy, a tony niskie przez głośnik prawy. Źródła tonów średnich były lokalizowane między głośnikami.

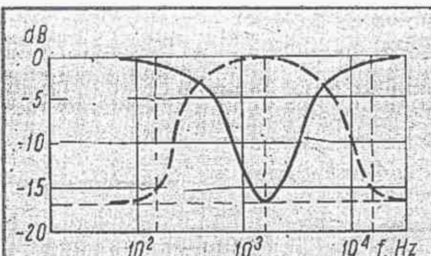
Układy te nie spełniały jednak pokładanych nadziei, bowiem okazało się, że wnoszą one pewną nienaturalność, wywołującą niepożądane reakcje słuchacza.

Jesteśmy przyzwyczajeni do odruchowego lokalizowania źródeł dźwięku. Tymczasem taki układ pseudostereofoniczny chwilami daje wrażenie umożliwiające zlokalizowanie źródła dźwięku (np. określonego instrumentu muzycznego), chwilami wywołuje wrażenie „wędrowania" źródła między głośnikami, a chwilami daje nieprawidłowe efekty polegające na „rozciągnięciu" czy „podziale" w przestrzeni tego samego źródła rzeczywistego (instrumentu muzycznego).

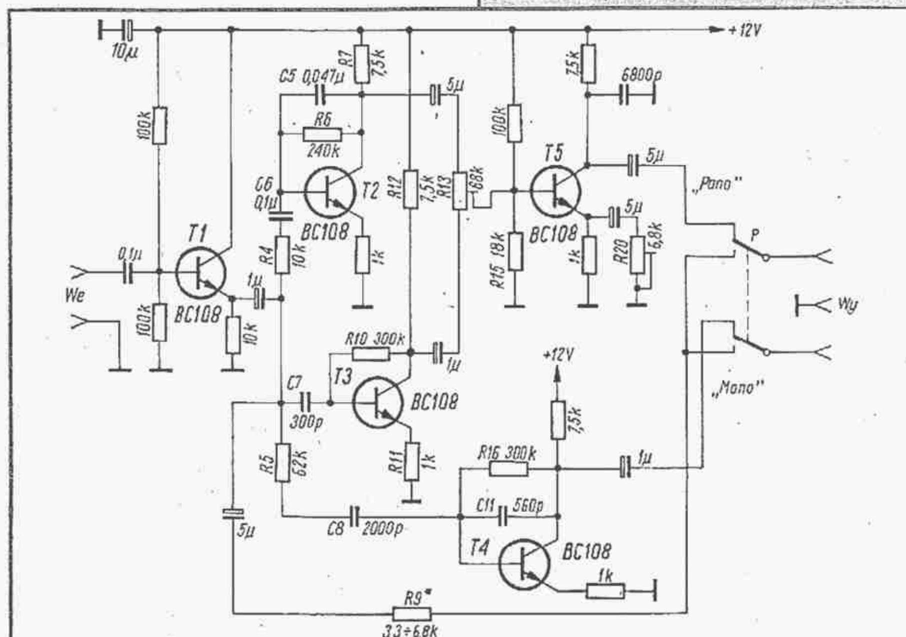
Ponieważ problem polepszenia jakości brzmienia monofonicznej audycji muzycznej jest wciąż aktualny, poszukiwano układu pseudostereofonicznego nie mającego wyżej opisanych wad. Okazało się to możliwe pod warunkiem takiego wypromieniowania dźwięków przez oba głośniki, aby nasz słuch nie był prowokowany do lokalizowania w przestrzeni jakichś nieokreślonych źródeł dźwięku.

Niżej opisano jeden z takich układów, nazywanych także panoramicznymi, zastosowany w odbiorniku „Sirius-315-pano" (ZSRR). Układ może być skonstruowany jako przystawka włączana między źródło sygnału (przedwzmacniacz) i wzmacniacze mocy instalacji stereofonicznej, bądź wbudowany do wzmacniacza.

Na rysunku 1 są przedstawione charakterystyki częstotliwościowe lewego i prawego kanału. Charakterystyka lewego kanału ma maksimum przy częstotliwości 1200 Hz i opada przy mniejszych i większych częstotliwościach. Charakterystyka kanału prawego ma minimum przy częstotliwości 1200 Hz i podnosi się przy mniejszych i większych częstotliwościach. Przy częstotliwości 300 Hz i 3000 Hz osiąga ona 0,7 wartości maksymalnej (-3 dB). Dzięki takiemu ukształtowaniu charakterystyk słuchacz odnosi wrażenie, że źródłem dźwięku jest głośnik lewy, a jednocześnie otrzymuje się efekt przestrzenności dźwięku, wpływający na znaczne polepszenie brzmienia muzyki.



Rys. 1. Charakterystyka kanału lewego (linia przerywana) i kanału prawego (linia ciągła)



Rys. 2. Schemat układu do modyfikacji brzmienia dźwięku (efekt przestrzenny nazywany panoramicznym)

Na rysunku 2 przedstawiono schemat układu kształtującego charakterystyki kanałów. Stopniem wejściowym jest wtórnik emiterowy (T1). W lewym kanale pracuje tranzystor T4. Charakterystyka jest kształtowana przez elementy: R5, R16, C8, C11. W prawym kanale pracują tranzystory: T2, T3 i T5. Jak wynika ze schematu, układ z tranzystorem T2 przenosi tylko małe częstotliwości, a układ z tranzystorem T3 tylko wielkie. Układ z tranzystorem T5 jest wyjściowym stopniem sumującym o regulowanym wzmocnieniu.

Dane techniczne układu

Pasmo przepustowe (oba kanały łącznie):	20 Hz... 20 kHz
Największa wartość napięcia wejściowego:	250 mV
Rezystancja wejściowa:	47 kΩ
Współczynnik zawartości harmonicznych:	< 0,5%
Wzmocnienie układu (1200 Hz – kanał lewy, 120 Hz i 12 kHz – kanał prawy):	3 dB
Różnica poziomu sygnału między lewym i prawym kanałem przy częstotliwości 1200 Hz:	18 dB

Zmontowany i ogólnie sprawdzony układ wymaga wyregulowania, do czego potrzebny jest generator akustyczny i woltomierz. Po doprowadzeniu do wejścia sygnału o częstotliwości 1200 Hz i napięciu 250 mV, mierzy się i zapamiętuje wartość napięcia na wyjściu kanału lewego. Następnie doprowadza się do wejścia kolejno sygnały o częstotliwości 120 Hz i 12 kHz (250 mV) i reguluje rezystory nastawne R15 i R20 tak, aby otrzymać na wyjściu kanału prawego taką samą wartość napięcia, jaką uzyskano wcześniej w kanale lewym przy częstotliwości 1200 Hz (patrz charakterystyki na rys. 1).

Po przyłączeniu do wyjścia układu odpowiednich wzmacniaczy, dobiera się wartość rezystora R9 tak, aby poziom natężenia dźwięku przy dowolnym ustawieniu przełącznika (odtwarzanie monofoniczne i odtwarzanie panoramiczne) był w przybliżeniu jednakowy. W tym celu można układ wysterować sygnałem o częstotliwości 1200 Hz i tak dobrać wartość rezystora R9, aby wartość napięcia sygnału w położeniu „Mono" wynosiła 0,7 wartości sygnału w lewym kanale przy ustawieniu przełącznika w położeniu „Panoram". *R.T.*

Opracowano na podstawie „Radio" (radz.) nr 6/1982.

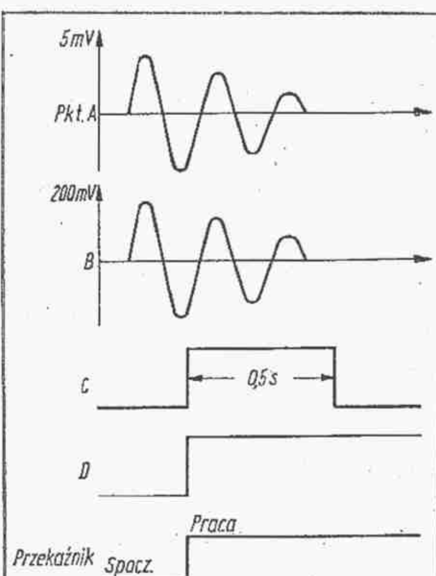
Przełącznik akustyczny

Prezentujemy elektroniczną zabawkę do samodzielnego wykonania – przełącznik akustyczny, np. do światła. Przy silniejszym klaśnięciu w dłonie przełącznik zapala, przy ponownym klaśnięciu gasi światło. Można sobie wyobrazić wiele innych domowych zastosowań. Jest to urządzenie, które może także spełniać pożyteczne funkcje, np. gdy wchodzimy do ciemnego pomieszczenia, w którym włącznik znajduje się z dala od drzwi, albo gdy chcemy wyłączyć znajdujące się w innej części pokoju radio, leżąc w łóżku. Jakkolwiek pomysł pochodzi z francuskiego czasopisma, zestaw części niezbędnych do wykonania przełącznika można skompletować z krajowych podzespołów.

ZASADA DZIAŁANIA

Schemat układu przedstawiono na rys. 1.

Dźwięk wywołany klaśnięciem powoduje za pośrednictwem mikrofonu powstanie małego (kilka mV) sygnału, który zostaje wzmocniony przez tranzystor T1. Na jego wyjściu pojawiają się jednak oscylacje. Aby pozbyć się ich, sygnał jest przekazywany do układu scalonego US2 wzmacniacza operacyjnego, pracującego w takiej konfiguracji, że po doprowadzeniu do niego wzmocnionego sygnału z mikrofonu opuszcza na 0,5 sekundy stan spoczynku (a więc na czas dłuższy niż trwają oscylacje) i generuje sygnał doprowadzany z kolei do układu bistabilnego US3. Układ ten działa podobnie jak wyłącznik elektromagnetyczny. Na wyjściu z układu scalonego US3 mamy do czynienia z dwoma napięciami: 0 V w stanie spoczynku i około 12 V w stanie pracy. Ponieważ sygnał ten jest za słaby do uruchomienia przekaźnika, należy go wzmocnić za pomocą tranzystora T2. Przy włączaniu urządzenia do prądu należy wymusić stan spoczynkowy układu bistabilnego.

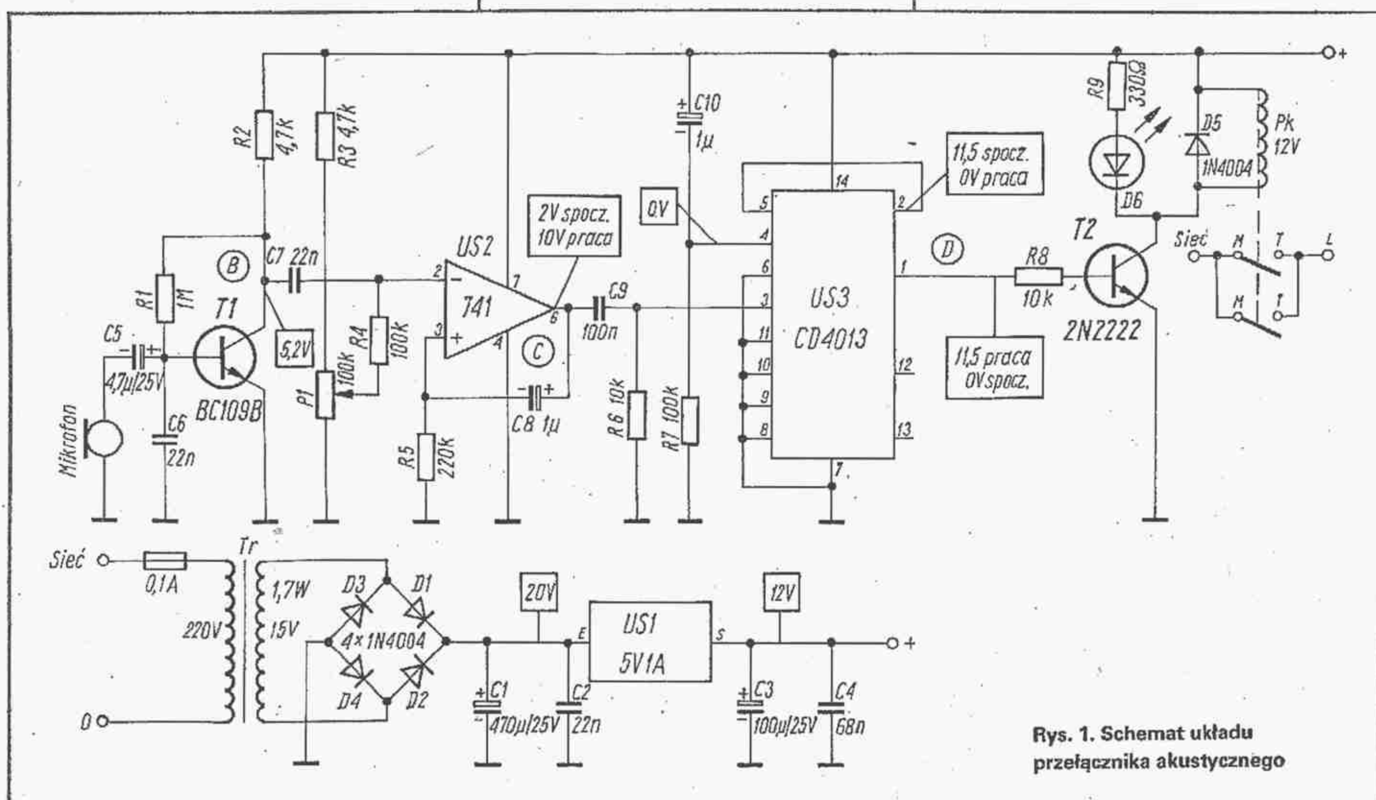


Rys. 2.
Przebiegi napięć w punktach kontrolnych

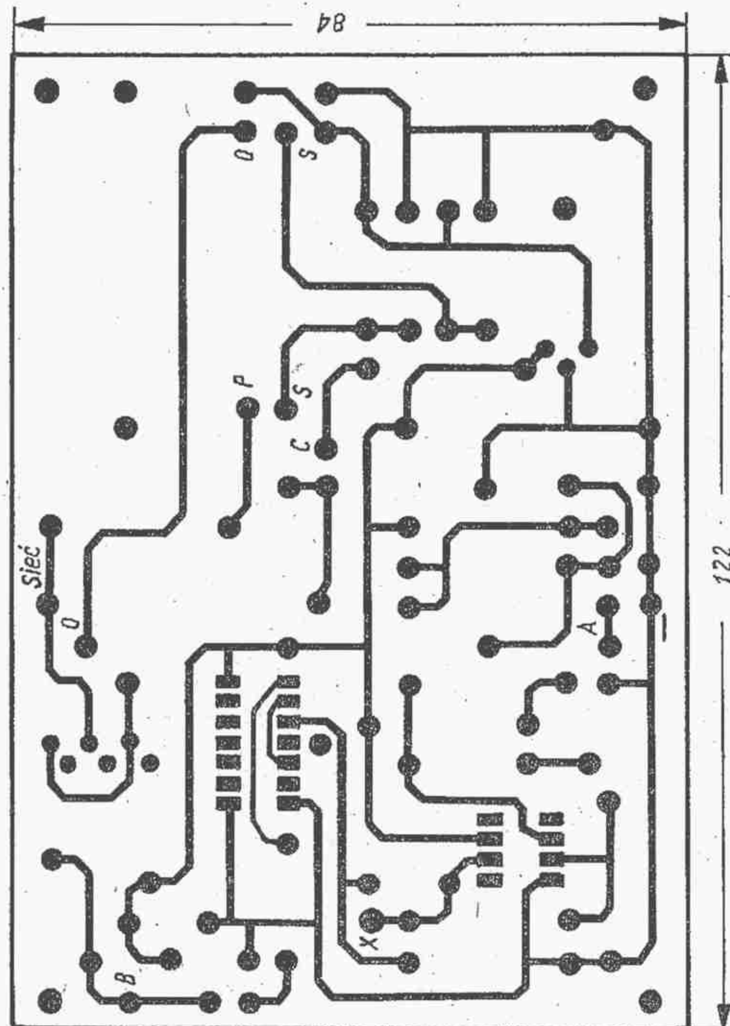
Przy uruchamianiu urządzenia trzeba zwrócić uwagę, aby na kolektorze tranzystora T1 napięcie było równe mniej więcej połowie napięcia zasilania. Jeśli jest inaczej, należy dobrać wartość rezystora R1.

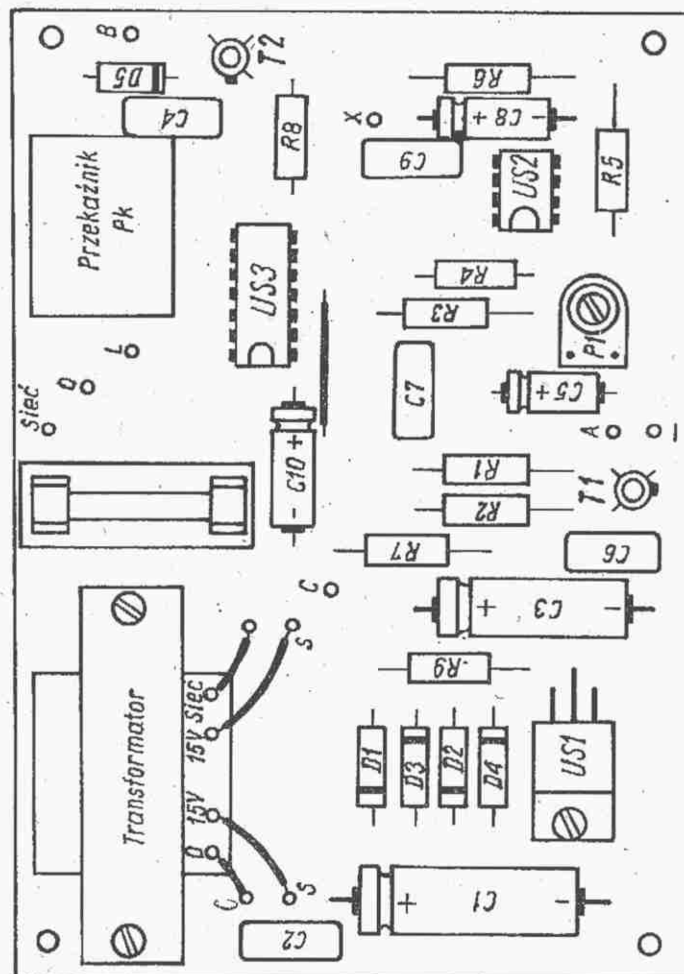
Układ scalony US2 w stanie spoczynku powinien mieć na końcówce 3 napięcie równe 0 V, natomiast na końcówce 2 należy ustawić za pomocą potencjometru P1 napięcie nieco większe od 0 V. Wówczas również na wyjściu (końcówka 6) napięcie będzie równe w przybliżeniu 0 V. Po pojawieniu się sygnału wejściowego na końcówce 6 pojawi się napięcie 12 V, które zostanie doprowadzone do wejścia zegarowego układu scalonego US3. W konsekwencji napięcie 12 V pojawi się na końcówce 1 układu scalonego US3, co spowoduje odblokowanie tranzystora T2, wzbudzenie przekaźnika i zaświecenie się diody elektroluminescencyjnej D6.

Kondensator C10 i rezystor R7 służą do sprowadzenia do stanu spoczynku układu bistabilnego US3. Drugi układ bistabilny wchodzący w skład US3 nie jest wykorzystywany, a wejścia jego są zwarte z masą.



Rys. 1. Schemat układu przełącznika akustycznego





Rys. 3. Płytka z obwodem drukowanym
Rys. 4. Schemat montażowy

W zasilaczu użyto układu scalonego stabilizatora US1 ze względu na wrażliwość stopnia wzmacniającego z tranzystorem T1 na zmiany napięcia zasilania. Zamiast mikrofonu można użyć głośnika o impedancji 4 Ω lub 8 Ω.

Na rysunku 2 uwidoczniono przebiegi elektryczne w ważniejszych punktach układu.

BUDOWA I URUCHOMIENIE

Płytka z obwodem drukowanym, której wygląd przedstawiono na rys. 3, musi być dostosowana do podzespołów, które uda się zdobyć. Przed jej wykreśleniem należy więc najpierw zakupić podzespoły i przekonać się, czy można je rozmieścić nie zmieniając drukowanych połączeń. Szczególnie przekaźnik i potencjometr mogą wymagać więcej miejsca niż zarezerwowano na rysunku.

Otwory do montażu podzespołów należy wywiercić o różnej średnicy: 0,8 mm dla układów scalonych, 1,2 mm dla innych podzespołów i 3 mm dla elementów cięższych, jak również do przytwierdzenia płytki do obudowy (płytka w żadnym miejscu nie może dotykać obudowy). Zaleca się podczas montażu (rys. 4), aby w pierwszej kolejności, po dokładnym sprawdzeniu, przylutować podzespoły bierne, a następnie dopiero tranzystory i układy scalone, pamiętając o ich prawidłowym rozmieszczeniu.

Należy zwrócić uwagę na połączenie transformatora za pomocą kawałków przewodów izolowanych. Podobnie należy postąpić łącząc końcówkę układu scalonego US3 z plusem kondensatora C10. Po zakończeniu lutowania należy sprawdzić prawidłowość wszystkich punktów lutowniczych, a następnie polakierować w celach ochronnych drukowaną stronę płytki.

Przy montażu, w obudowie mocuje się diodę świecącą na ściance frontowej, a następnie łączy z płytką drukowaną (punkty B i C na płytce). Mikrofon lub głośnik łączymy przewodem z punktem A i zerem.

Do połączenia urządzenia z sieci najlepiej wykorzystać przedłużacz, przecinając go w środku na dwie części. Część z wtyczką łączymy z punktem „sieć" i zerem, zaś część z gniazdkiem, z zerem i punktem L. Gniazdko łączymy z lampą lub radiem.

Regulacja przełącznika jest prosta. Potencjometr P1 należy tak ustawić, aby na woltomierzu włączonym między punkt kontrolny X na płytce i zero odczytać 1 V. W tym celu należy śrubokrętem regulować położenie ślizgacza potencjometru do momentu usłyszenia ciągłych drgań przekaźnika. Wówczas należy się cofnąć i pozostawić regulator w miejscu, przy którym drgania przekaźnika ustały. Woltomierz powinien wówczas wskazać 1 V. Następnie można klasnąć w dłonie z odpowiedniej odległości, około 10 m. Regulując w pewnych granicach potecjometrem P1 można zwiększyć odległości do 20 m, lecz należy uważać, aby zbyt wysoka czułość urządzenia nie spowodowała jego uruchomienia od niepożądanych hałasów.

Uwagi dotyczące podzespołów

Oryginalne diody, tranzystory i układy scalone można zastąpić krajowymi zgodnie z poniższym zestawieniem.

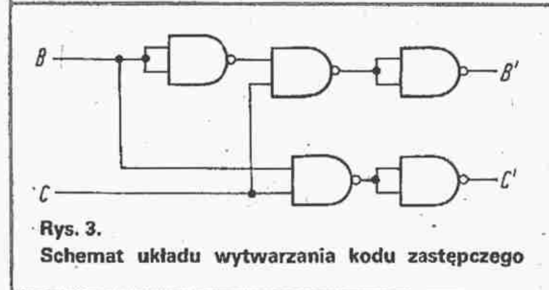
1N4004	– BYP401 – BYP400
D6	– CQP441
2N2222	– BC211, BSXP65
US1	– UL7512L (różnice w obudowach)
µA741	– ULY7741N
CD4013	– MCY74013BN

J.A i M.J

(Opracowano na podstawie „Electronique Pratique" nr 45/82)

Monitor linii czterobitowej TTL – *cd. ze str. IV okładki*

Rys. 2. Schemat monitora linii TTL



Rys. 3. Schemat układu wytwarzania kodu zastępczego

Dane techniczne
Napięcie zasilania: 5 V
Pobór prądu (maksymalny): 120 mA
Obciążenie badanej linii: odpowiadające jednej bramce TTL

Wykaz elementów

Układy scalone
US1, US2 – 2×UCY7451N
US3, US4, US5 – 3×UCY7400N
US6 – UCY7447N

Rezystory
R1...R9 – 200 Ω/0,25 W MŁT

Kondensator
C1 – 10 nF ferrytowy

Inne
Wyświetlacze: 2×CQZP12

LITERATURA

[1] Faust Zb.: Nowe wskaźniki cyfrowe produkcji polskiej. „Radioamator i Krótkofalowiec" nr 12/1977

[2] Misiurewicz P.: Półprzewodnikowe układy logiczne TTL. WNT 1979

[3] Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Katalog skrócony NPCP CEMI, 1980

[4] Misiurewicz P.: Układy automatyki cyfrowej. WSiP 1978

W Eindhoven, w Holandii wynaleziono elektroniczne urządzenie, które nazwano „sztucznym gardłem". Pozwala ono ludziom pozbawionym strun głosowych na używanie głosu zbliżonego do naturalnego. Urządzenie jest przymocowane do szyi pacjenta podobnie jak laryngofon. Dzięki układom elektronicznym użytkownik może wpływać zarówno na barwę jak i intonację odtwarzanej mowy. Wynalazek jest wynikiem współpracy naukowców z firmy Philips oraz miejscowej Politechniki.

Prognozy dotyczące zastosowania elektroniki w samochodach są opracowywane zazwyczaj przez towarzystwa marketingowe. W końcu 1982 r. przewidywania z tej dziedziny opublikował koncern Volkswagena. Udział wartościowy urządzeń elektronicznych w kosztach samochodu osobowego ma wzrosnąć z 2,5% w 1980 r. do 9,5% w 1990 r., podczas gdy udział zespołów elektrotechnicznych pozostanie na stałym poziomie 8%. Zastosowanie elektroniki wzrastało dotychczas powoli ze względów ekonomicznych. Jest ono obecnie wymuszane przede wszystkim wzrostem ceny benzyny oraz rosnącymi wymaganiami w zakresie ochrony środowiska, szczególnie ostro potraktowanymi przez przepisy w USA i Japonii. Jedynie elektronika może rozwiązać te zadania w sposób zadowalający. Najczęstszym zadaniem układu elektronicznego jest kontrola systemu zapłonowego, kontrola pracy prądnicy oraz sterowanie światłami kierunkowskazów. Coraz częściej stosowane są mikrokomputery do regularnej kontroli danych, ważnych dla kierowcy i prezentowania ich za pomocą wskaźników fluorescencyjnych lub ciekłokrystalicznych na desce rozdzielczej. Kierowca uruchamia cykl pomiarowy przez naciśnięcie dźwigienki umieszczonej pod kierownicą i może odczytać kolejno: dokładny czas, czas podróży, długość trasy, średnią prędkość, średnie zużycie paliwa, temperaturę oleju i temperaturę zewnętrzną. Bardzo powoli następuje wdrożenie układów przeciwpoślizgowych (zapobiegających blokadzie kół) ze względu na ich wysoką cenę (około 3000 DM). Należy się spodziewać w najbliższej przyszłości upowszechniania systemu antykolizyjnego z włączaniem powietrznych worków ochronnych oraz regulatorów ogrzewania dla oszczędności paliwa. Komputerom powierza się już obecnie funkcję zabezpieczania przed kradzieżą, włączaną przez wprowadzenie do pamięci systemu odpowiedniej, zakodowanej liczby. Próba uruchomienia silnika lub wykonanie niewłaściwych czynności w celu odblokowania mechanizmu wywołuje sygnał alarmowy.

W 1983 r. pojawią się na rynku pierwsze w świecie odbiorniki telewizyjne z cyfrową obróbką sygnału w oparciu o układy scalone wyprodukowane przez zachodnioniemiecką filię ITT – Intermetall. Firma ta oferuje obecnie z produkcji seryjnej również innym producentom sprzętu sześć chipów do częściowej cyfronizacji układów telewizora. Sterowany za pomocą mikroprocesora system składa się: z tunera MAA4000, konwertera D/A z szyną MEA 2050 i 1024-bitowej pamięci MDA2061. Ponadto uzupełniają system: nadajnik podczerwieni SAA1250, przedwzmacniacz podczerwieni TBA2800 i interfejs dla tunera MEA2900.

Nadprodukcja magnetowidów w Japonii spowodowała gwałtowną obniżkę cen tych produktów w Europie. W RFN, gdzie rynek nie jest chroniony cłem, ceny spadły poniżej 1000 DM, a ceny magnetowidów systemu Beta nawet poniżej 900 DM. Japończycy opanowali dzięki temu 90% miejscowego rynku. W efekcie na zachodnioeuropejski magnetowid (Video-2000) brak jest popytu, co spowodowało zwolnienie z pracy przez firmę Grundig 650 osób. Grundig, który już w 1981 r. miał straty w wysokości 35 mln DM, zamierzał je odrobić w 1982 r. dzięki magnetowidom własnej produkcji. Chciał także osiągnąć kilkusetmilionowy zysk. Powstała sytuacja jest jedną z przyczyn zamierzonej sprzedaży 75% akcji Grundiga francuskiej, obecnie upaństwowionej firmie Thomson-Brandt.

Zachodnioeuropejska unia radiowa (EBU) przeprowadziła eksperyment wykorzystania satelity do bieżącej współpracy systemów telewizyjnych w 5 krajach przy realizowaniu na żywo wspólnej emisji telewizyjnej. Do tego celu posłużono się satelitą próbnym zawieszonym na wysokości 36 tys. km nad równikiem, na długości geograficznej 5°E. Co tydzień inna rozgłośnia była gospodarzem programu i codziennie w godzinach 19,25...24,00 realizowano cykl składający się z oddzielnych audycji lub dyskusji i rozmów, kontaktując się wzajemnie między studiami w sześciu językach. 18 dziennikarzy i tłumaczy dokonywało tłumaczenia na żywo. Eksperyment stanowił pierwszą próbę przed przygotowaniem tzw. programów wspólnoty europejskiej.

Francja zamierza pokryć cały kraj siecią kabli światłowodowych przeznaczonych do łączności telefonicznej. Projekty doświadczalne w tym zakresie rozpoczęto realizować w rejonie Lyonu i Biarritz. W roku 1995 połowa francuskich mieszkań będzie mieć dostęp do tej sieci. Na ten cel zamierza się w pierwszym okresie wyasygnować sumę około 1 mld dolarów. Pozwoli to na objęcie siecią światłowodową do 1985 r. 1,5 mln mieszkań, w tym 100 tys. już w 1983 r. U podstawy tego wielkiego projektu leży zamiar zapewnienia wszystkim Francuzom dostępu do telefonu oraz do wykorzystania telewizora w charakterze monitora do przesyłania informacji za pomocą sieci telefonicznej (odmiana telegazety). Autorzy projektu uważają, że do tego celu konieczne będą dwa niezależne gniazdka telefoniczne u każdego abonenta. Opłata za drugi telefon „do przesyłania obrazów" będzie wynosić dodatkowo 50% podstawowej opłaty abonamentowej, co ma już miejsce w rejonie Biarritz.

Władze szwedzkie zdecydowały się ostatecznie na budowę własnego satelity nazwanego Tele-X z przeznaczeniem do bezpośredniego odbioru emisji telewizyjnych. Tele-X ma zawierać 3 kanały telewizyjne dużej mocy w pasmie 12 GHz oraz dwa kanały przeznaczone do cyfrowej transmisji danych. Rozpiętość zasilających ogniw słonecznych po rozwinięciu w kosmosie będzie wynosić 19 m, ciężar startowy satelity – 2130 kg. Jako datę startu wyznaczono 1986 r., przy czym rakietą nośną ma być Ariane. Koszt przedsięwzięcia ma wynieść 650 mln koron. Budowy podejmuje się konsorcjum Eurosatellite, w skład którego wchodzą: AEG-Telefunken, Aerospatiale, MBB, Thomson-CSF i Etca.

Z pisma NRD „Radio-Fernsehen-Elektronik" nr 12/82 dowiadujemy się, że w połowie 1982 r. było w tym kraju zarejestrowanych 5,84 mln odbiorników telewizyjnych, zaś tygodniowy program telewizyjny obejmował 146 h, w tym 129 h w kolorze. W tym samym numerze można znaleźć parametry techniczne i układy aplikacyjne trzech nowo opracowanych w zakładzie we Frankfurcie telewizyjnych układów scalonych, a mianowicie: wzmacniacza pośr.cz. A241D, układu RGB A232D oraz układu zespolonego sygnału odchylania poziomego A255D.

Jak wynika ze studium opublikowanego przez firmę Motorola głównym producentem półprzewodników były w 1982 r. w dalszym ciągu USA. Wartość produkcji w tej dziedzinie wyniosła 8,25 mld dol., a zużycie 6,36 mld dol.; odpowiednie liczby dla Japonii wynoszą 4,96 i 4,32 mld dol., zaś dla Europy Zachodniej 1,33 i 2,88 mld dol. Łącznie w 1982 r. wyprodukowano w krajach zachodnich półprzewodników za 15,14 mld dol., z czego wynika, że poza wymienionymi regionami wytworzono ich tylko na sumę 600 mln dolarów

ogłoszenia

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/83

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/105/K/83

Naprawiam telewizyjne głowice zintegrowane. Andrzej Kulibaba, ul. Andersena 2 m 6, 01-911 Warszawa. Informacje: tel. 35-57-80 w godz. 17,00–19,00. EO/269/K/83

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 325 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344. EO/283/K/83

Obwody drukowane – wykonuję duże serie (w ilości powyżej 100 sztuk). H. Kempa, ul. Armii Radzieckiej 11/9, 67-200 Głogów. EO/409/K/83

Wzmacniacze antenowe WA 21-41 polepszające odbiór programów telewizyjnych w kanałach 21 do 41, duże wzmocnienie, cena 1170 zł. Próbniki do sprawdzania tranzystorów i diod bez konieczności wymontowania z układu, szczególnie przydatne w serwicie RTV, cena 1080 zł. Wysyła: Zakład Elektroniczny, ul. 3 Maja 12, 63-900 Rawicz. EO/411/K/83

Kupię układ ZSRR K174GF1. Warszawa, tel. 34-01-53. EO/450/K/83

Kupię wykrywacz metali (względnie schemat) powyżej 1,5 m. Podać cenę. Włodzimierz Bednarek, ul. Kościuszki 31 m 10, 95-200 Pabianice. EO/486/K/83

Kupię układ scalony AY-3-8610. Jerzy Klekotko, ul. 1000-lecia 27/24, 41-303 Dąbrowa Górnicza. EO/487/K/83

Wykonuję obwody drukowane, wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Przyjmuję również zamówienia na zestawy do samodzielnego wykonania zegara cyfrowego wyposażonego w układ alarmu oraz timer. Zamówienia wraz z rysunkiem obwodu drukowanego kierować: Zakład Elektroniczny, Romuald Palma, ul. PPR 3 m 1, 63-300 Pleszew, tel. 22-445. EO/498/K/83

Poszukuję układu scalonego NE645 Dolby. Wiadomość: A. Naumczyk, Kolejowa 7, 17-135 Strabla. EO/500/K/83

Układ scalony zegara MC1204N, kwarc zegarowy 32,768 kHz, płytki drukowane oraz obudowy do zegara elektronicznego sprzedam. Warszawa, tel. 20-86-30. EO/509/K/83

Kupię pilnie lampę oscyloskopową B6S1 lub podobną. Andrzej Powalski, ul. Mochnackiego 13/19 m 35, 93-160 Łódź. EO/512/K/83

Kupię nowy układ scalony AY-3-8610. Arkadiusz Szrainert, ul. Górnicza 27/10, 41-400 Mysłowice. EO/521/K/83

Kupię lub wypożyczę schemat ideowy odbiornika telewizji kolorowej „Raduga 5" prod. ZSRR. Zdzisław Kleczko, Lubochenek 21, 97-217 Lubochnia. EO/522/K/83

Sprzedam moduł „High-Com" z układem U401B. Łódź, tel. 15-53-76 rano. EO/523/K/83

„BIAX" URZĄDZENIA ELEKTRONICZNE, mgr inż. Kazimierz Kalicki, Słoneczna 8, 39-300 Mielec poleca usługi w zakresie: projektowania i wykonywania układów automatyki elektronicznej, automatyzacja procesów obróbki mechanicznej, termicznej, chemicznej pomiarów elektronicznych i elektrycznych. EO/526/K/83

Kupię 3 układy scalone µA723. Jacek Drażek, ul. Chrobrego 35/9, 48-200 Prudnik, woj. Opole. EO/527/K/83

Pilnie odkupię numery „Radioelektronika" 2, 3, 4, 5, 6/83. Jarosław Durak, Brody 1, 34-130 Kalwaria Zebrzydowska. EO/528/K/83

Pilnie kupię lampę oscyloskopową typu B6S1. Benedykt Jasik, ul. Bol. Chrobrego 73, 66-105 Pomorsko. EO/529/K/83

Kupię AY-3-8610, MC1203, „Radioelektronika" 1975–1981 rocznikami i luźne. Henryk Kowalczyk, Krasickiego 5/66, 44-220 Knurów, woj. Katowice. EO/530/K/83

Sprzedam programowany zegar TMS1122. W. Baczewski, ul. Ślężna 178 b/3, 53-111 Wrocław. EO/531/K/83

Kupię uszkodzony oscyloskop. Jerzy Jaroszkiewicz, ul. Kopernika 11/14, 21-040 Świdnik. EO/537/K/83

Sprzedam wyświetlacze LED, wysokość 35 mm. Cena segmentu 900 zł. Janusz Woźnica, ul. Lampego 17/22, 43-100 Tychy. EO/538/K/83

Sprzedam miesięczniki „Radio" i „Radioamator" jako całość, roczniki 1946–1976 oraz książki 9 tomów Empfänger Schaltungen der Radio-Industrie" i inne książki fachowe. H. Robaszkiewicz, ul. 24 Stycznia 20 m 5, 85-081 Bydgoszcz, tel. 21-17-39. EO/558/K/83

Stereodekoder PLL kompletny na µA758 zamienię na warikapową głowicę UKF lub sprzedam. Janusz Żurek, ul. Heleny 6/56, 30-861 Kraków. EO/559/K/83

Aktualne katalogi układów scalonych, tranzystorów itp. różnych firm sprzedam. Zakład Rzemieślniczy, 00-975 Warszawa 12, skr. poczt. 72. EO/567/K/83

Kupię dwa układy scalone AY-3-8610 wraz z podstawkami. Ryszard Gąska, ul. Sikorskiego 5 m 72, 18-100 Łapy. EO/568/K/83

Kupię oryginalną obudowę do OR Radmor 5102. Krzysztof Trzonek, ul. Rozewska 9, 84-104 Jastrzębia Góra. EO/572/K/83

DZIELNIK CZĘSTOTLIWOŚCI 500 MHz/10 – PS500 powiększający zakres pomiarów każdego częstościomierza. Wejście o impedancji 50 Ω zabezpieczone diodami. Zakres częstotliwości 40...500 MHz (typowo 550 MHz). Czułość – 100 mV_{sk}, maksymalne napięcie wejściowe 5 V. Wyjście minimum 400 mV. Cena – 29 400 zł. Zamówienia przyjmuje: PMS elektronik, ul. Legionowa 23, 01-343 Warszawa. EO/578/K/83

Sprzedam filtr kwarcowy SSB. Zygmunt Szumski, SP5ELA, Lewartowskiego 12, 00-185 Warszawa, tel. 31-83-08. EO/579/k/83

POMYSŁ i REALIZACJA

Monitor linii czterobitowej TTL

JERZY KRUSZKA

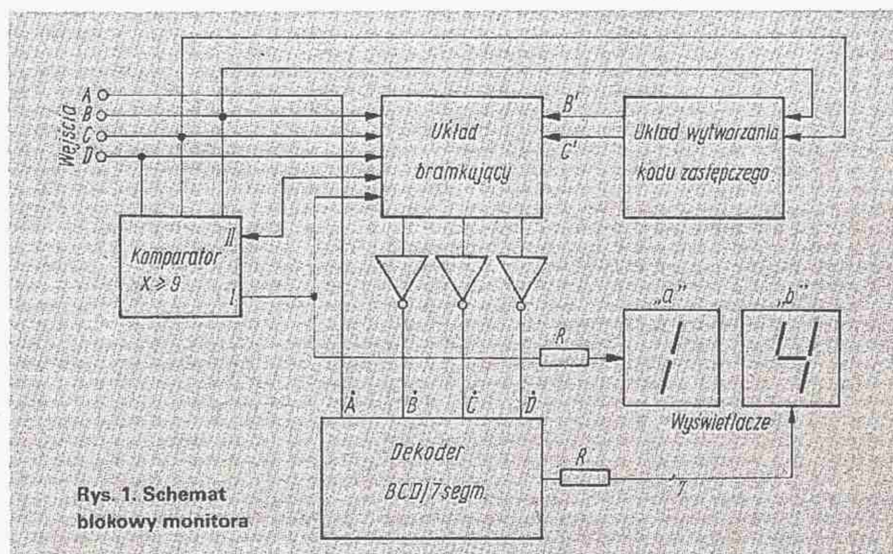
Układ służy do cyfrowego odczytu stanu linii TTL przenoszącej sygnały w kodzie dwójkowym. Zastosowanie monitora jest bardzo szerokie: począwszy od testowania, np. liczników, poprzez badanie przełączników TTL (multipleksery i demultipleksery), pamięci, a skończywszy na bardziej złożonych sieciach logicznych, słowem wszędzie tam, gdzie istnieje konieczność odczytu stanu czterobitowej informacji w standardzie TTL.

Układ został przez autora sprawdzony i pracuje od dłuższego czasu jako monitor w jednostce pamięci współpracującej z generatorem sterowanym napięciem. Wykonany jest całkowicie z krajowych układów logicznych serii UCY74.

Zapis czterobitowy jest w stanie pomieścić $2^4 = 16$ liczb (od 0000 = do 1111 = 15), dlatego nie wystarcza tu zastosowanie zwykłego dekodera BCD/kod siedmiosegmentowy (7447).

Schemat blokowy proponowanego układu przedstawiono na rys. 1, a schemat elektryczny na rys. 2.

Działanie układu jest następujące. Dla liczb o wartości mniejszej lub równej 9 na wyjściu I układu komparatora (X ⩾ 9) (końcówka 6 US1) istnieje stan wysoki (logiczna 1) i wyświetlacz „a" nie pracuje. Wyjście II (końcówka 8 US1) jest w stanie niskim (logiczne 0). Stany wyjść układu komparatora (X ⩾ 9) sterują układem bramkującym zrealizowanym przy użyciu układu US2 i elementu US4d. W takim stanie wyjść I i II otwarty jest kanał „bezpośredni" układ bramkującego i na jego wyjściach (końcówki 6 i 8 US2 i 11 US4) panują stany odpowiadające zanegowanym stanom wejść. Inwertory (elementy US4a,b,c) są konieczne do wytworzenia na wejściach przyłączonego do nich dekodera BCD/7 odpowiednich stanów logicznych. Tor bitu A jest przyłączony bezpośrednio do dekodera. Dekoder steruje siedmiosegmentowym wyświetlaczem LED o wspólnej anodzie. W takim przypadku wartość liczby wyświetlanej odpowiada stanowi wejść monitora.



Rys. 1. Schemat blokowy monitora

Dla liczb przekraczających 9 stany wyjść stanu komparatora (X ⩾ 9) odwracają się i otwarty zostaje tor „pośredni" układu bramkującego. Wyświetlacz „a" pracuje i wskazuje jedynkę. Na wyjściu elementu US4d (końcówka 11) panuje stan $\bar{D} = 1$. W tor pośredni jest włączony układ wytwarzania kodu zastępczego. Działa on tylko dla bitów B i C (bit A bez zmian jest podawany bezpośredni na dekoder, bit D = 0 dla liczb większych od 9). Układ wytwarzania kodu zastępczego jest układem kombinacyjnym realizującym funkcje:

$$B' = \bar{B} \cdot C$$
$$C' = B \cdot C$$

Sposób realizacji układu wytwarzającego nowy kod przedstawiono na rys. 3, a można go też znaleźć na rys. 2. Dzięki takiemu rozwiązaniu w przypadku liczb większych lub równych 10 uzyskano na wyjściach elementów US3a,c (końcówki 3 i 6) stany odpowiadające kodowi BCD liczby wyświetlanej pomniejszonej o 10 (tablica). Efektem podawania kodu zastępczego do wejścia dekodera jest takie sterowanie wyświetlaczami, że wskazują one wartości aktualnie dekodowanej liczby od 0 do 15.

Cd. na str. 47

Tablica funkcji monitora

Stany wejść (linii)					Wyjście układu komparatora		Kod zastępczy		Stany wyjść (dekoder)			
Liczba	A	B	C	D	I	II	B'	C'	A	B	C	D
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
2	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
3	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
4	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
7	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0
8	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1
10	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
11	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0
12	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
13	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0
14	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
15	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0

Monitor linii czterobitowej TTL

JERZY KRUSZKA

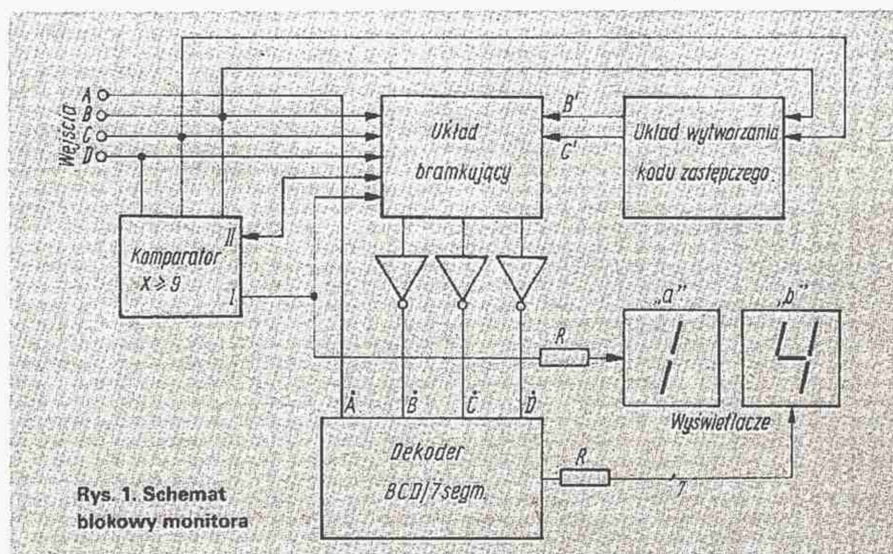
Układ służy do cyfrowego odczytu stanu linii TTL przenoszącej sygnały w kodzie dwójkowym. Zastosowanie monitora jest bardzo szerokie: począwszy od testowania, np. liczników, poprzez badanie przełączników TTL (multipleksery i demultipleksery), pamięci, a skończywszy na bardziej złożonych sieciach logicznych, słowem wszędzie tam, gdzie istnieje konieczność odczytu stanu czterobitowej informacji w standardzie TTL.

Układ został przez autora sprawdzony i pracuje od dłuższego czasu jako monitor w jednostce pamięci współpracującej z generatorem sterowanym napięciem. Wykonany jest całkowicie z krajowych układów logicznych serii UCY74.

Zapis czterobitowy jest w stanie pomieścić $2^4 = 16$ liczb (od 0000 = do 1111 = 15), dlatego nie wystarcza tu zastosowanie zwykłego dekodera BCD/kod siedmiosegmentowy (7447).

Schemat blokowy proponowanego układu przedstawiono na rys. 1, a schemat elektryczny na rys. 2.

Działanie układu jest następujące. Dla liczb o wartości mniejszej lub równej 9 na wyjściu I układu komparatora ($X \geqslant 9$) (końcówka 6 US1) istnieje stan wysoki (logiczna 1) i wyświetlacz „a" nie pracuje. Wyjście II (końcówka 8 US1) jest w stanie niskim (logiczne 0). Stany wyjść układu komparatora ($X \geqslant 9$) sterują układem bramkującym zrealizowanym przy użyciu układu US2 i elementu US4d. W takim stanie wyjść I i II otwarty jest kanał „bezpośredni" układ bramkującego i na jego wyjściach (końcówki 6 i 8 US2 i 11 US4) panują stany odpowiadające zanegowanym stanom wejść. Inwertory (elementy US4a,b,c) są konieczne do wytworzenia na wejściach przyłączonego do nich dekodera BCD/7 odpowiednich stanów logicznych. Tor bitu A jest przyłączony bezpośrednio do dekodera. Dekoder steruje siedmiosegmentowym wyświetlaczem LED o wspólnej anodzie. W takim przypadku wartość liczby wyświetlanej odpowiada stanowi wejść monitora.



Rys. 1. Schemat blokowy monitora

Dla liczb przekraczających 9 stany wyjść stanu komparatora ($X \geqslant 9$) odwracają się i otwarty zostaje tor „pośredni" układu bramkującego. Wyświetlacz „a" pracuje i wskazuje jedynkę. Na wyjściu elementu US4d (końcówka 11) panuje stan $\bar{D} = 1$. W tor pośredni jest włączony układ wytwarzania kodu zastępczego. Działa on tylko dla bitów B i C (bit A bez zmian jest podawany bezpośredni na dekoder, bit D = 0 dla liczb większych od 9). Układ wytwarzania kodu zastępczego jest układem kombinacyjnym realizującym funkcje:

$$B' = \bar{B} \cdot C$$
$$C' = B \cdot C$$

Sposób realizacji układu wytwarzającego nowy kod przedstawiono na rys. 3, a można go też znaleźć na rys. 2. Dzięki takiemu rozwiązaniu w przypadku liczb większych lub równych 10 uzyskano na wyjściach elementów US3a,c (końcówki 3 i 6) stany odpowiadające kodowi BCD liczby wyświetlanej pomniejszonej o 10 (tablica). Efektem podawania kodu zastępczego do wejścia dekodera jest takie sterowanie wyświetlaczami, że wskazują one wartości aktualnie dekodowanej liczby od 0 do 15.

Cd. na str. 47

Tablica funkcji monitora

Stany wejść (linii)					Wyjście układu komparatora		Kod zastępczy		Stany wyjść (dekoder)			
Liczba	A	B	C	D	I	II	B'	C'	A	B	C	D
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
2	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
3	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
4	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
7	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0
8	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1
10	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
11	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0
12	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
13	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0
14	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0
15	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0